

Kmitočtové filtry v televizní technice

Pass-Filters for TV Antennas

Zadání bakalářské práce

Student:

Karel Drahoš

Studijní program:

B2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601R013 Telekomunikační technika

Téma:

Kmitočtové filtry v televizní technice
Pass-Filters for TV Antennas

Zásady pro vypracování:

Slučování, rozbočování, filtrování signálů z různých antén je nedílnou praxí v anténní technice. Práce má za cíl vytvořit přehled kanálových propustí/zádrží, teoreticky popsat návrh propusti a sestavit funkční vzorek dle návrhu na zadaném kmitočtu.

Vypracování práce bude splňovat následující body zadání:

1. Popište základní typy vysokofrekvenčních filtrů používaných v TV anténní technice.
2. Sestavte matematický aparát pro výpočet kanálových propustí/zádrží.
3. Vypočítejte propust pro požadovaný TV kanál.
4. Sestrojte vzorek filtru.
5. Ověřte správnost návrhu a konstrukce měřením.

Seznam doporučené odborné literatury:


BALANIS, Constantine. *Antenna Theory : Analysis and design*. 3rd edition. United States : Wiley, 2005. 1117 s. ISBN 0-471-66782-X.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Marek Dvorský, Ph.D.**


Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015



doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 29. dubna 2015



.....

Rád bych na tomto místě poděkoval Ing. Markovi Dvorskému, Ph.D. za cenné rady, čas a odbornou pomoc. Přítelkyni Nikol Staré za trpělivost při psaní této práce a rodině za podporu při studiu.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá obecným pohledem na frekvenční filtry, zejména na frekvenční filtry používané v TV (television) anténní technice. Část práce je věnována analýze běžně prodávaných frekvenčních filtrů na českém trhu. Významnou částí práce je poté obecný postup návrhu pásmové propusti. Hlavním cílem práce je však návrh a praktická realizace pásmové propusti pro 54. televizní kanál. V práci je tedy popsán postup návrhu dané pásmové propusti, výběr a výroba jednotlivých stavebních prvků, sestavení filtru a následné měření parametrů filtru.

Klíčová slova: Anténní technika, frekvenční filtr, modulová charakteristika, návrh filtru, pasivní filtr, pásmová propust

Abstract

Bachelor thesis deals with a general focus on the frequency filters, in particular the frequency filters used in TV (television) antenna technology. Part of the work is devoted to the analysis of commercially available frequency filters on the Czech market. Then an important part of the task is the general design procedure of the bandpass filter. However, the main aim of the work is the design and practical implementation of bandpass filters for the 54th TV channel. In the task, there is also described the design process of the bandpass filter, selection and production of the individual building elements, filter compilation and subsequent measurement of the filter parameters.

Keywords: Antenna technology, bandpass filter, filter design, frequency filter, modular parameter, passive filter

Seznam použitých zkratk a symbolů

ARC	– Aktivní filtr RC
ASC	– Filtr se spínanými kondenzátory
B_M	– Šířka pásma $[Hz]$
C	– Kapacita $[F]$
DP	– Dolní propust
f	– Kmitočet $[Hz]$
F_0	– Rezonanční (střední) kmitočet $[Hz]$
F_M	– Mezní kmitočet horní a dolní propusti $[Hz]$
$F_{M1,2}$	– Dolní a horní mezní kmitočet pásmové propusti/zádrže $[Hz]$
F_P	– Mezní kmitočet pásma potlačení přenosu dolní a horní propusti $[Hz]$
$F_{P1,2}$	– Dolní a horní mezní kmitočet pásma potlačení pásmové propusti/zádrže $[Hz]$
F_{Pn}	– Normovaný kmitočet potlačení
HP	– Horní propust
K_{POT}	– Maximální přenos v nepropustném pásmu $[dB]$
K_u	– Napěťový přenos $[dB]$
K_{ZVL}	– Maximální odchylka přenosu v propustném pásmu $[dB]$
L	– Indukčnost $[H]$
NDP	– Normovaná dolní propust
PAV	– Filtr s povrchovou akustickou vlnou
PP	– Pásmová propust
PZ	– Pásmová zádrž
R	– Elektrický odpor $[\Omega]$
RC	– Pasivní filtr RC
R_i	– Vnitřní odpor zdroje $[\Omega]$
RLC	– Pasivní filtr RLC
R_z	– Odpor zátěže $[\Omega]$
U_1	– Vstupní napětí $[V]$
U_2	– Výstupní napětí $[V]$
ϕ	– Fázový posun $[rad]$
ω	– Uhlový kmitočet $[rad \cdot s^{-1}]$

Obsah

1 Úvod	2
2 Kmitočtové filtry	3
2.1 Použití kmitočtových filtrů	3
2.2 Rozdělení filtrů podle kmitočtové charakteristiky	4
2.3 Možnosti realizace kmitočtových filtrů	5
2.4 Přenosové vlastnosti filtrů	7
2.5 Řád přenosové funkce filtru, jeho volba a praktický význam	9
2.6 Toleranční pole	9
2.7 Základní typy aproximací a jejich vlastnosti	10
2.8 Použití kmitočtových filtrů v televizní technice	13
3 Obecný postup pro návrh pásmové propusti	22
3.1 Požadavky pro návrh kmitočtového filtru	22
3.2 Kmitočtová transformace na normovanou dolní propust	23
3.3 Volba aproximace a výpočet řádu přenosové funkce	23
3.4 Stavební prvky normované dolní propusti a jejich odnormování	24
3.5 Návrh pásmové propusti s vázanými rezonančními obvody	25
4 Návrh a výroba pásmové propusti pro 54. TV kanál	30
4.1 Teoretický návrh	30
4.2 Praktická realizace	35
4.3 Cenová kalkulace	37
5 Ověření správnosti návrhu a konstrukce měřením	38
6 Závěr	40
7 Reference	41
Přílohy	41
A Naměřené průběhy zakoupených filtrů	42
B Tabulky pro návrh filtrů	52
C Simulace navržené pásmové propusti v programu SNAP	54
D Naměřené průběhy zkonstruované pásmové propusti	58
E Fotodokumentace	60

1 Úvod

Bakalářská práce se zabývá teoretickým přehledem frekvenčních filtrů, zejména frekvenčních filtrů používaných v TV anténní technice. V práci je také popsán postup návrhu pásmové propusti, včetně její praktické realizace a měření.

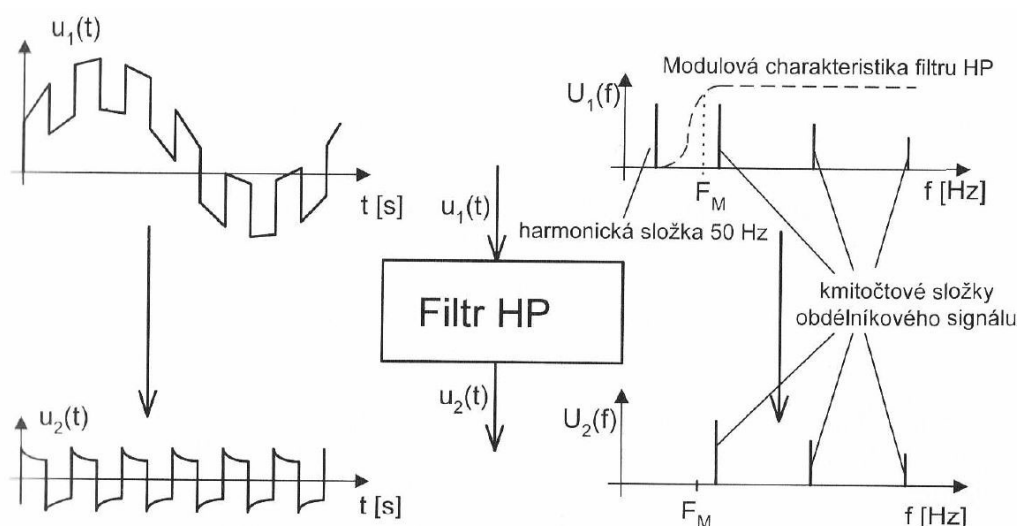
Teoretická část je tedy věnována obecnému pohledu na frekvenční filtry. Jsou zde definovány základní typy frekvenčních filtrů, možnosti jejich realizace, rozdělení dle různých kritérií, stavebních prvků, aproximací apod. Dále jsou zde objasněny základní pojmy jako například toleranční pole a řád přenosové funkce. Významnou pasáž teoretické části tvoří přehled frekvenčních filtrů používaných v TV anténní technice. Jsou zde popsány základní principy použití slučovačů, rozbočovačů, pásmových propustí a zádrží. V rámci této kapitoly byla provedena analýza běžně prodávaných frekvenčních filtrů, jejichž parametry jsou zde podrobně popsány.

Teoretická část také obsahuje obecný postup pro návrh pásmové propusti. V této části jsou popsány možnosti zadání požadavků na frekvenční filtr, kmitočtová transformace na normovanou dolní propust, volba aproximace, výpočet potřebného řádu přenosové funkce a odnormování stavebních prvků normované dolní propusti. Dále je zde popsán návrh frekvenčních filtrů pomocí vázaných rezonančních obvodů a následná optimalizace hodnot stavebních prvků pomocí impedanční transformace.

Hlavním cílem bakalářské práce je však návrh a následná praktická realizace pásmové propusti pro 54. televizní kanál. Poslední dvě kapitoly se proto zabývají teoretickým návrhem pásmové propusti, problémy, které mohou při návrhu nastat a jejich řešením. Po teoretickém návrhu následuje ryze praktická část, ve které je popsán postup realizace pásmové propusti, zejména pak volba a výroba jednotlivých stavebních prvků a konečné doladování modulové charakteristiky do finální podoby. Praktická část je završena měřením parametrů sestavené pásmové propusti.

2 Kmitočtové filtry

Kmitočtové filtry jsou lineární elektrické obvody, používané v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky. Jejich hlavním úkolem je výběr (selekce) kmitočtových složek procházejícího signálu podle jejich kmitočtů. Filtry obvykle některé kmitočtové složky signálu propouštějí bez útlumu (taková to oblast se nazývá propustné pásmo), jiné kmitočtové složky potlačují (nepropustné pásmo). Tyto vlastnosti obvykle vyjadřujeme modulovou kmitočtovou charakteristikou. Průchod signálu filtrem vede též obvykle k časovému zpoždění signálu, což je důsledkem fázových posuvů (zpoždění) procházejících harmonických kmitočtových složek signálu. Tyto vlivy obvykle vyjadřujeme fázovou kmitočtovou charakteristikou. Jejich vliv na výstupní signál je též zřejmý při znázornění signálu v časové oblasti. Fázové vlivy filtru na signál v propustném kmitočtovém pásmu se v časové oblasti projevují např. jako nežádoucí překmity či zvlnění průběhu signálu. Uvedené vlivy je možné vhodnou volbou filtru minimalizovat. Existují ale případy, kdy těchto vlastností filtrů záměrně využíváme, např. ve fázovacích a zpožďovacích obvodech [1].



Obrázek 2.1: Příklad selekce kmitočtových složek signálu filtrem typu horní propust [1]

2.1 Použití kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry patří mezi základní stavební prvky pro zpracování různých signálů. Velké uplatnění naleznou v radiotechnice, kde se často používají pásmové propusti, nebo pásmové zádrže pro výběr přijímaných signálů. Dolní a horní propusti mohou sloužit například jako výhybky pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech a předzesilovačích. Moderní komunikační systémy s rozloženým spektrem vyžadují také jako jeden z důležitých bloků přijímače filtry typu pásmová propust. Podobné je použití filtrů

v telekomunikacích při přenosu dat apod. V elektroakustice se velmi často využívají korekční filtry například pro nastavení výšek a hloubek nebo v systémech omezení šumu. Kmitočtové filtry se využívají také v oblasti měřicí techniky. Velmi často se jedná o filtry pro výběr měřeného kmitočtového pásma, obzvláště pak v různých typech selektivních měření (selektivní voltmetry, měřiče harmonického zkreslení, různá vysokofrekvenční měření apod.). Lze říci, že neexistuje oblast elektrotechniky a elektroniky, kde se alespoň v omezené míře nevyužívají kmitočtové filtry [1].

2.2 Rozdělení filtrů podle kmitočtové charakteristiky

Rozdělení filtrů z hlediska přenosové charakteristiky je pro jejich použití nejdůležitější. Z tohoto hlediska rozdělujeme filtry do následujících skupin.

Korekční filtry

Korekční filtry mají za úkol vyrovnávat kmitočtový přenos dané přenosové soustavy tak, aby výsledný signál odpovídal v daných mezích vstupnímu. Jako příklad je možné uvést kmitočtový korektor používaný v radiotelefonním, případně kabelovém přenosovém systému, jehož úkolem je upravit kmitočtové neideálnosti přenosové cesty. Běžné je použití kmitočtových korektorů v audiotechnice, kde jsou používány pro korekci kmitočtových charakteristik reproduktorových soustav, sluchátek a mikrofonů [2].

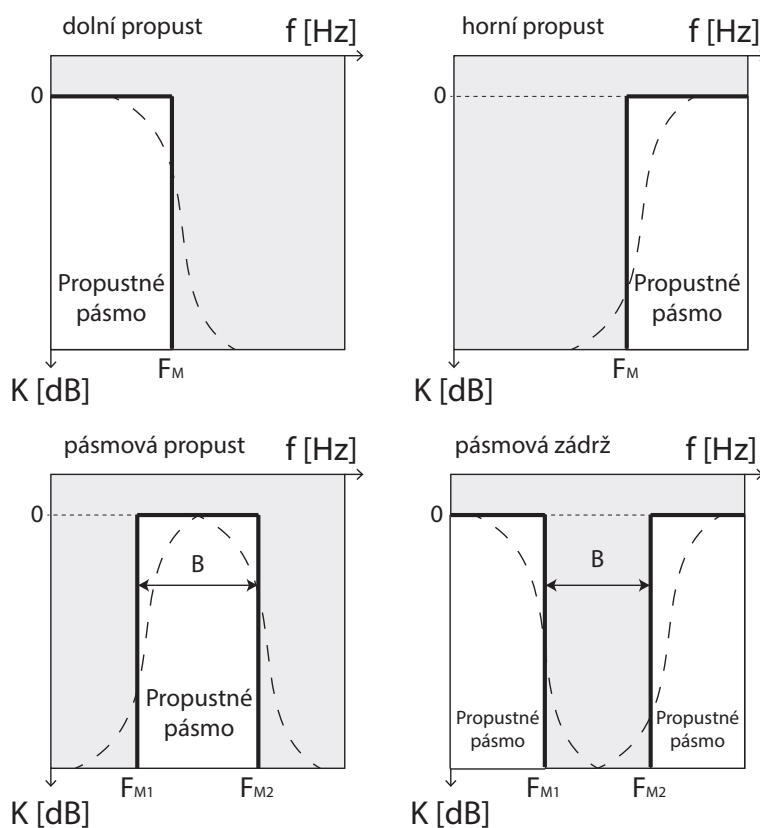
Fázovací obvody

V ideálním případě tyto filtry neovlivňují amplitudovou charakteristiku, jejich amplitudová charakteristika má na všech kmitočtech konstantní hodnotu, kdežto fázová charakteristika, která pro různé kmitočty znázorňuje závislost zpoždění signálu je kmitočtově závislá. Hlavním úkolem fázovacích obvodů je vložit do signálové cesty kmitočtově závislé zpoždění a tak korigovat fázové charakteristiky a tím i zpoždění signálu [2].

Selektivní filtry

Jak již z názvu napovídá, hlavní funkcí selektivních filtrů je výběr (selekce) kmitočtových složek signálu, resp. potlačení kmitočtových složek v nepropustném pásmu. Podle toho, jaké pásmo kmitočtů filtry propouštějí a potlačují, je dále dělíme na:

- dolní propusti (DP), které propouštějí složky signálu s kmitočty nižšími, než je mezní kmitočet F_M a potlačují kmitočty vyšší než mezní kmitočet F_M ,
- horní propusti (HP), které propouštějí složky signálu s kmitočty vyššími, než je mezní kmitočet F_M a potlačují kmitočty nižší než mezní kmitočet F_M ,
- pásmové propusti (PP), které propouštějí pouze určitou část kmitočtového pásma mezi dolním mezním kmitočtem F_{M1} a horním mezním kmitočtem F_{M2} ,
- pásmové zádrže (PZ), které potlačují pouze určitou část kmitočtového pásma mezi dolním mezním kmitočtem F_{M1} a horním mezním kmitočtem F_{M2} .



Obrázek 2.2: Ideální modulové charakteristiky základních typů selektivních filtrů. Silnými čarami jsou naznačeny ideální modulové charakteristiky, přerušovanými čarami pak charakteristiky reálné. Tmavší vybarvení označuje nepropustné pásmo kmitočtů

2.3 Možnosti realizace kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry lze v praxi realizovat mnoha různými způsoby, které do určité míry určují i některé zásadní vlastnosti filtru. Nejvhodnější způsob realizace je potřeba pro daný účel vhodně vybrat. Způsoby realizace lze orientačně rozdělit do tří hlavních skupin:

- Realizace z diskrétních prvků. Využívají se rezistory, kondenzátory, cívky, operační zesilovače apod. Každý uživatel si může sestavit filtr přesně podle svých požadavků [1].
- Realizace v integrovaném obvodu. Taková to realizace je obvykle levnější, menší a lépe zpracovaná, protože ji výrobce vyrábí ve velkých sériích. Na druhé straně odpadá možnost si takovýto filtr upravit podle svých požadavků [1].
- Realizace pomocí číslicových obvodů. Realizace spočívá v číslicovém zpracování signálu, kdy číslicovou interpretaci signálu matematicky upravujeme tak, aby výsledný signál měl po zpětném převodu shodné (či lepší) vlastnosti jako po prů-

chodu normálním kmitočtovým filtrem. Při takovéto realizaci jsme však omezeni na prostředí číslicového zpracování signálu (převodníky, počítač, vhodný program atd.)[1].

Rozdělení podle použitých stavebních prvků

- Filtry RC (pasivní filtr složený z rezistoru R a kondenzátoru C) vynikají svou jednoduchostí a nízkou cenou potřebných součástek (rezistorů a kondenzátorů). Praktické využití mají však jen jednoduché filtry prvního a druhého řádu. Filtry RC vyšších řádů se v praxi využívají jen výjimečně [1].
- Filtry RLC (analogový oscilační obvod složený z rezistoru R , cívky L a kondenzátoru C) umožňují realizovat v podstatě libovolný typ filtru. Omezujícím faktorem pro použití RLC filtrů jsou zejména cívky. Cívky jsou obzvláště pro nízké kmitočty rozměrné, drahé a ztrátové. Obecně je použití RLC filtrů omezeno vlastními ztrátami cívek a kondenzátorů a také tolerancí a stabilitou jejich hodnot pro propusti a zádrže s velmi malou šířkou pásma. Obvykle jsou používány v kmitočtovém rozsahu od 100 kHz do 300 MHz. Pro kmitočty nad hranicí přibližně 300 MHz se výrazně projevují parazitní vlastnosti použitých prvků [1].
- Mikrovlnné filtry jsou obdobou RLC filtrů v oblasti mikrovln (kmitočty nad 300 MHz). Na místo rezistorů, cívek a kondenzátorů se zde používají vlnovody, mikropásková vedení, koaxiální vedení apod.[1].
- Filtry ARC (aktivní RC filtry). Aktivní filtry v principu nahrazují filtry RLC. Místo cívek používají rezistory, kondenzátory a operační zesilovače. Vzhledem k vlastnostem aktivních prvků se nejčastěji používají v kmitočtovém pásmu přibližně od 0,1 Hz do 100 kHz. Oproti RLC filtrům mají výhodu ve snazší laditelnosti a nastavitelnosti změnou hodnot odporů. Nevýhodou je potřeba napájení aktivních prvků [1].
- Filtry ASC (filtry se spínanými kondenzátory), jsou speciální modifikací aktivních filtrů. Místo odporů používají přepínané kondenzátory. Jejich výhodou je poměrně snadná monolitická integrace a přeladitelnost. Lze je tedy řadit do skupiny integrovaných filtrů, nicméně jsou zde možnosti určitého přizpůsobení [1].
- Elektromechanické filtry vycházejí z principu převodu elektrického signálu na mechanický. Využívají některé formy mechanické rezonance a zpětného převodu mechanického signálu na elektrický. Dříve byly používány např. magnetostrikční filtry, dnes se nejčastěji používají piezokeramické filtry [1].
- Filtry s PAV (filtry s povrchovou akustickou vlnou) jsou poměrně novým typem integrovaných filtrů. Jejich princip je založený na vyzařování, šíření a fázového, kmitočtově závislého skládání povrchových akustických vln. Využívají se například jako obrazové mezifrekvenční filtry v televizorech a v mnoha dalších aplikacích pro vysoké kmitočty (10 MHz - 1 GHz). Jejich použití je však částečně omezeno vyšším průchozím útlumem [1].

2.4 Přenosové vlastnosti filtrů

Při průchodu signálu přes kmitočtový filtr s amplitudou U_1 , kmitočtem f_1 a fází ϕ_1 , získáme na výstupu filtru opět harmonický signál se stejným kmitočtem, ale s jinou velikostí amplitudy a fází (U_2, ϕ_2). Na obrázku 2.3 je znázorněno základní zapojení filtru. Filtr je tedy zapojen jako dvojbran [1].



Obrázek 2.3: Základní zapojení frekvenčního filtru

Přenos napětí K_u lze pro daný kmitočet vyjádřit komplexním výrazem.

$$K_u = K_u \cdot e^{j\phi} = \frac{U_2 e^{j\phi_2}}{U_1 e^{j\phi_1}} \quad (2.1)$$

Tento vztah lze rozdělit na reálnou a imaginární část. Častěji se lze setkat s vyjádřením pomocí modulu a argumentu.

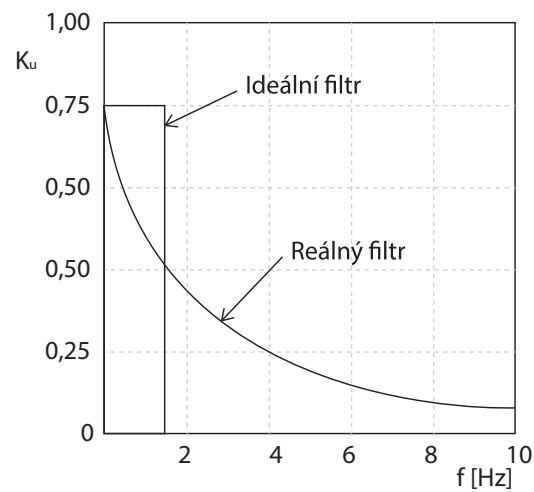
$$K_u = \frac{U_2}{U_1}, \phi = \phi_2 - \phi_1 \quad (2.2)$$

Modul K_u je poměr amplitud výstupního a vstupního signálu a argument ϕ je výsledný fázový posuv. Modul přenosu K_u je bezrozměrné číslo a často se udává v logaritmické míře: $K_u [\text{dB}] = 20 \log(K_u)$. Takto lze ovšem vypočítat modul a argument jen pro konkrétní kmitočet harmonického signálu ω . Pro praktické použití je výhodné přenosové vlastnosti vyjádřit jako funkce kmitočtu, kdy pro každý kmitočet lze vypočítat odpovídající přenos. Závislost přenosu na kmitočtu je komplexní funkcí kmitočtu $K_u(j\omega)$, kde $\omega = 2\pi f$ [1].

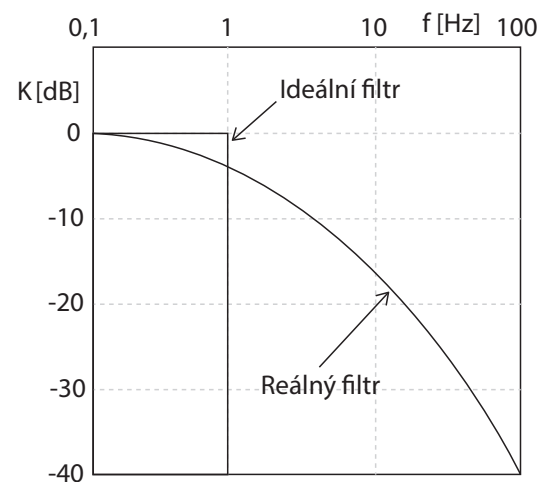
Přenosová funkce má nejčastěji tvar racionální lomené funkce [1].

$$K(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 j\omega + b_0} \quad (2.3)$$

Řád polynomu čitatele m je menší nebo roven řádu jmenovatele n . Tuto komplexní funkci můžeme opět rozdělit na modulovou a argumentovou část a obě veličiny vynést v závislosti na kmitočtu jako modulovou (amplitudovou) charakteristiku $K(\omega)$ a argumentovou kmitočtovou (fázovou kmitočtovou) charakteristiku $\phi(\omega)$ [1].



Obrázek 2.4: Příklad modulové kmitočtové charakteristiky (DP)



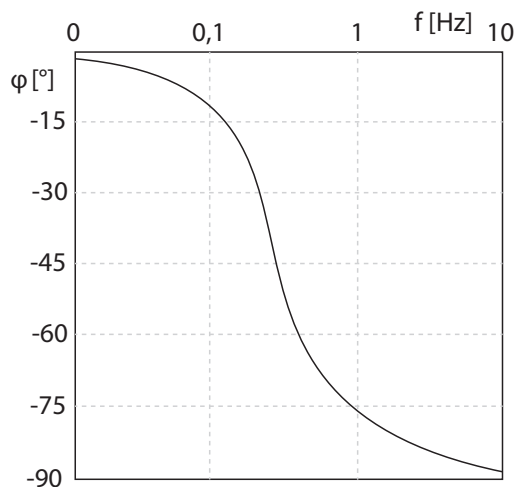
Obrázek 2.5: Příklad modulové kmitočtové charakteristiky v logaritmickém měřítku (DP)

Velikost amplitud jednotlivých kmitočtových složek výsledného signálu získáme vynásobením amplitud vstupních složek příslušnou velikostí modulu přenosu pro daný kmitočet f_i podle vztahu:

$$U_2(f_i) = U_1(f_i) \cdot K(f_i). \quad (2.4)$$

Velikost fází kmitočtových složek získáme přičtením příslušného fázového posuvu filtru $\phi(f_i)$ k fázím vstupních složek:

$$\phi_2(f_i) = \phi_1(f_i) + \phi(f_i). \quad (2.5)$$



Obrázek 2.6: Příklad fázové charakteristiky (DP)

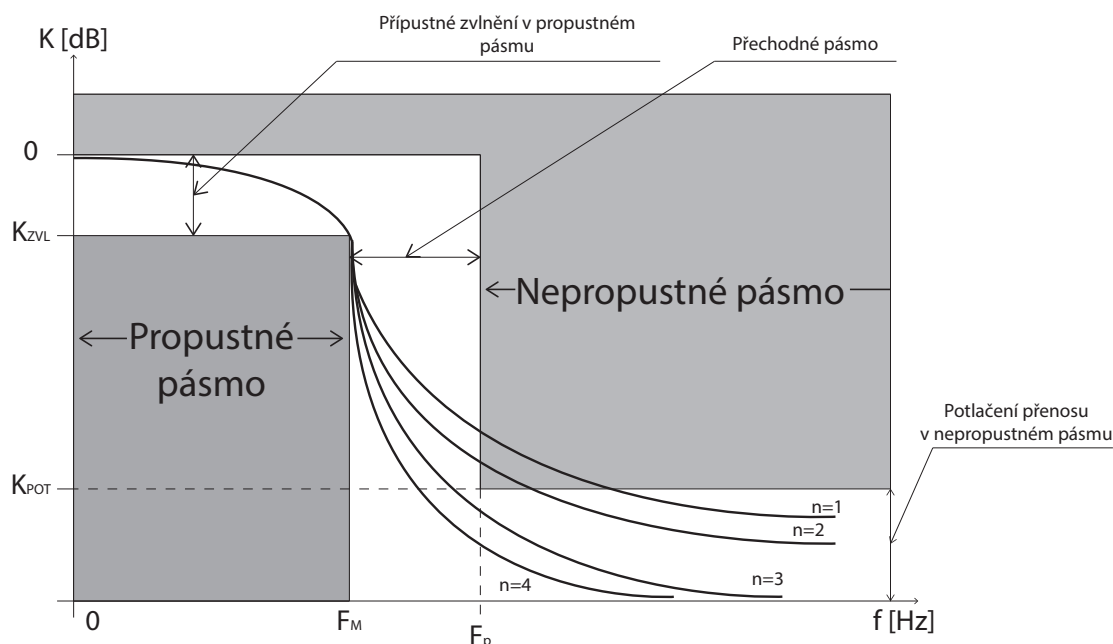
2.5 Řád přenosové funkce filtru, jeho volba a praktický význam

Pro praktický návrh filtru je důležitá volba potřebného řádu filtru. Se stoupajícím řádem filtru se jeho charakteristika blíží ideálnímu filtru, zvyšuje se potlačení přenosu v nepropustném pásmu a zužuje se přechodné pásmo mezi propustným a nepropustným pásmem. Na obrázku 2.7 můžeme vidět typické závislosti modulové charakteristiky pro různé řády ($n = 1$ až 4) [1].

Obvykle je řád filtru roven součtu počtu kondenzátorů a počtu cívek. Je tedy zřejmé, že se zvyšujícím se řádem filtru roste jeho cena a složitost jeho realizace. V praktickém návrhu proto hledáme kompromis. Z hlediska složitosti realizace volíme co nejnižší řád filtru, ale minimálně takový, aby zabezpečil požadované potlačení přenosu v nepropustném pásmu [1]. V předchozí podkapitole byla uvedena rovnice (2.3) racionální lomené funkce kmitočtu popisující přenosovou funkci filtru. Nejvyšší mocnina n udává řád funkce a při vlastní realizaci tedy určuje minimální počet diskretních prvků (kondenzátorů a cívek).

2.6 Toleranční pole

Při zadávání požadavků na filtr využíváme nejčastěji toleranční pole pro modulovou charakteristiku. V propustném pásmu je definováno tolerančním rozmezím 0 dB až K_{ZVL} (někdy označováno jako K_{MAX} nebo A_{MAX}) a mezním kmitočtem F_M . Pro nepropustné pásmo určujeme kmitočet meze potlačení F_P a potřebné potlačení přenosu K_{POT} (někdy též označováno jako K_{MIN} nebo A_{MIN}). Uvedenými parametry tedy vymezujeme toleranční pole. Modulová charakteristika musí ležet uvnitř vymezeného tolerančního pole. Na obrázku 2.7 můžeme vidět, že danému tolerančnímu poli vyhovují jen filtry 3. a 4. řádu [1].



Obrázek 2.7: Příklad závislosti modulové charakteristiky filtru typu DP na řád filtru

2.7 Základní typy aproximací a jejich vlastnosti

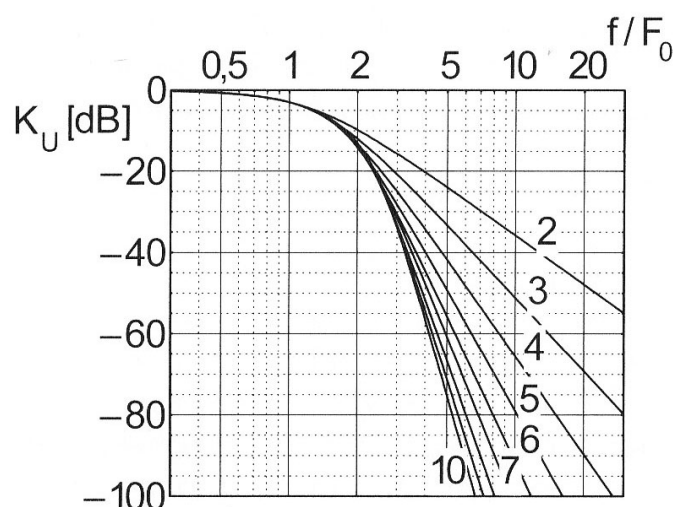
Aby modulová charakteristika vyhovovala tolerančnímu poli, je potřeba nalézt vhodné koeficienty přenosové funkce. Jejich nalezení je ovšem poměrně složitý matematický problém a teoreticky existuje nekonečně mnoho řešení. V praxi se proto nejčastěji používá několik typů základních variant aproximací, které vyhovují běžným požadavkům [1].

Besselova aproximace

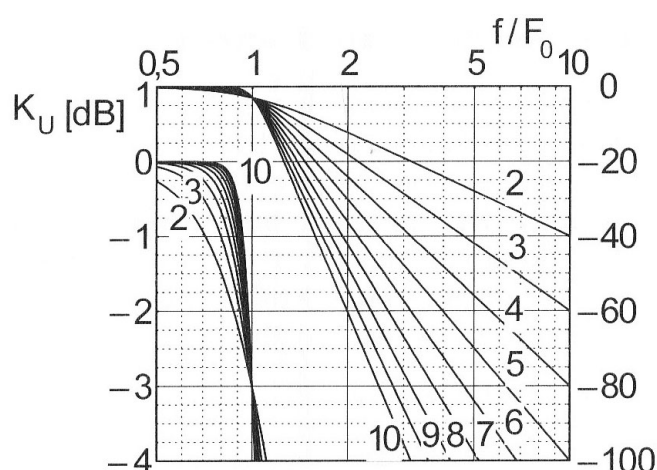
Besselova (často také označována jako Thomsnova) aproximace nejvíce splňuje požadavek na konstantní skupinové zpoždění v propustném pásmu kmitočtů. Přechodné charakteristiky jsou téměř bez překmitů, proto je tato aproximace vhodná tam, kde potřebujeme zachovat tvar průchozího signálu. Výhodné je její použití při filtraci fázově a kmitočtově modulovaných signálů. Nevýhodou je ovšem poměrně malá strmost přechodu modulové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma [2].

Butterworthova aproximace

Tato aproximace patří mezi nejpoužívanější, protože je obvykle přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru. Modulová charakteristika je v propustném pásmu maximálně plochá, resp. je její zvlnění maximálně 3 dB, zvlnění se navíc snižuje s rostoucím řádem filtru. Výhodou je také poměrně jednoduchý návrh [1].



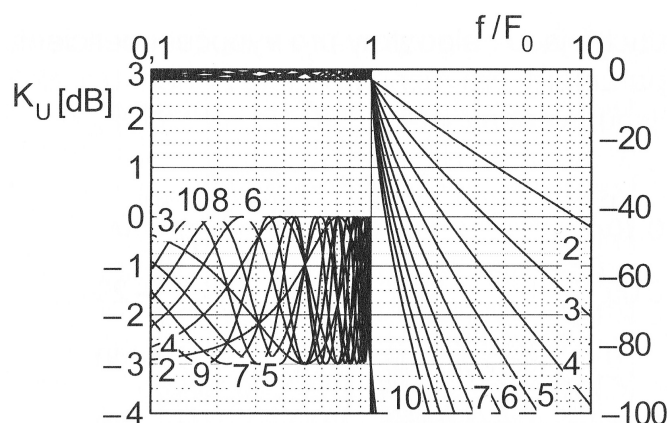
Obrázek 2.8: Besselova aproximace pro 2. až 10. řád modulové charakteristiky [1]



Obrázek 2.9: Butterworthova aproximace pro 2. až 10. řád modulové charakteristiky, levá část grafu ukazuje ve zvětšeném měřítku charakteristiky v propustném pásmu [1]

Čebyševova aproximace

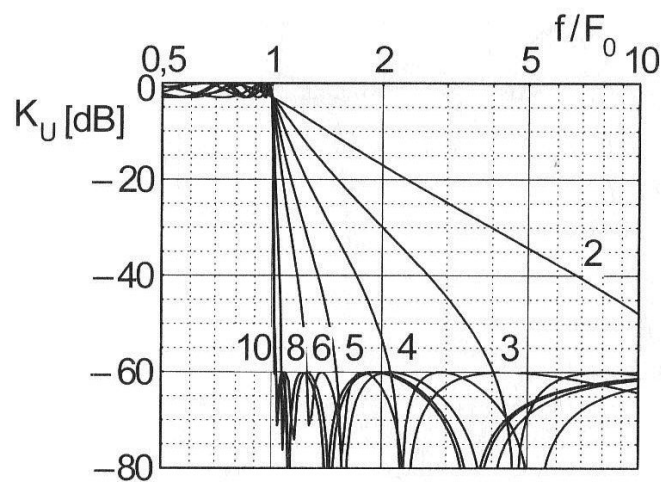
Tato aproximace umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu s velkým potlačením přenosu v nepropustném pásmu. Dostatečného potlačení lze dosáhnout i při poměrně nízkém řádu filtru. Nevýhodou Čebyševovy aproximace je zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu a větší nelinearita fázové charakteristiky a z toho plynoucí větší odchylky skupinového zpoždění. V případě volby malého zvlnění modulové charakteristiky se částečně sníží strmost, alelepší se fázové vlastnosti a odezva na jednotkový skok [1].



Obrázek 2.10: Čebyševova aproximace se zvlněním 3 dB pro 2. až 10. řád modulové charakteristiky [1]

Cauerova aproximace

Pomocí této aproximace můžeme dosáhnout nejstrmějších modulových charakteristik v přechodném pásmu, nebo pro dané potlačení přenosu použít nejnižší řád filtru. Fázová charakteristika je však nejméně lineární s odpovídajícími dopady jak na tvar závislosti skupinového zpoždění, tak na průběh přechodné charakteristiky. Návrh filtru s Cauerovou aproximací je dosti složitý a neobejde se bez využití počítače [1].



Obrázek 2.11: Cauerova aproximace pro 2. až 10. řád modulové charakteristiky [1]

Další typy aproximací

- Feistelova-Unbehauenova aproximace. Tato aproximace vychází z Besselovy aproximace, ale dosahuje vyšší strmosti modulové charakteristiky v přechodném pásmu. Zvýšená strmost se však projevuje až pro vyšší potlačení přenosu ($K_{POT} > 30$ dB) [1].
- Inverzní Čebyševova aproximace. Obdobná aproximace jako normální Čebyševova aproximace, ale má přenos v propustném pásmu bez zvlnění [1].
- Gaussova aproximace je definována s ohledem na ideální průběh časových charakteristik. Impulzní i přechodná charakteristika je bez jakýchkoliv překmitů a tvarově je symetrická. Modulová charakteristika má tvar Gaussovy křivky a fázová charakteristika je zcela lineární [1].
- Legendrova aproximace. Modulové charakteristiky této aproximace jsou strmější než u Butterworthovi aproximace za cenu ne zcela hladkého průběhu v propustném pásmu [1].
- Tranzitivní aproximace TICFU. Tato aproximace umožňuje volit kompromis mezi inverzní Čebyševovou aproximací a Feistelovou-Unbehauenovou aproximací (je tedy kompromisem mezi větším potlačením přenosu v nepropustném pásmu a dobrými fázovými vlastnostmi) [1].
- Umocněné kosinové aproximace. Tyto typy aproximací se používají u filtrů, jejichž cílem je maximálně omezit šířku pásma pro přenos datových (číslicových) signálů tak, aby byla zajištěna tzv. nulová intersymbolová interference [1].

2.8 Použití kmitočtových filtrů v televizní technice

V televizní, potažmo v anténní technice se nejčastěji setkáme s pasivními selektivními filtry. Samozřejmě lze přímo v televizním přístroji nalézt další typy filtrů jako fázovací obvody (hlavně v analogových přístrojích s klasickou obrazovkou), nebo korekční filtry. Těmito typy filtrů se ale v této práci nebudeme dále zabývat. V anténní technice nejčastěji nastává potřeba sloučit signály z více zdrojů (antén), rozbočit signál k více televizním přijímačům, vyfiltrovat určité kanály ze širšího pásma, nebo naopak potlačit nežádoucí signály, které by mohly například způsobovat rušení.

Slučovače

Jak již název napovídá, slučovače slouží ke slučování dvou a více (běžně až 4 vstupy) signálů z různých zdrojů. V podstatě se jedná o kombinaci kanálových/pásmových propustí s jedním výstupem. V praxi se můžeme setkat se slučovači, které slučují jeden daný kanál s druhým kanálem, vybrané užší pásmo (skupinu kanálů) s jiným pásmem, nebo kombinaci výše uvedeného tj. kanál + pásmo. K dostání jsou slučovače se vstupy jednak laděnými na konkrétní kanály, tak slučovače laditelné, u kterých lze požadované kanály

vlastnoručně naladit podle aktuální potřeby. Výjimečně lze narazit i na aktivní slučovače, nejedná se ale o aktivní filtr v pravém slova smyslu, nýbrž o kombinaci zesilovače a pasivního filtru v jednom pouzdře. Jak již bylo poznamenáno výše, slučovač je v podstatě kombinací pásmových nebo kanálových propustí, tedy o kombinací RLC filtrů. Nevýhodou takovýchto slučovačů je nemožnost sloučit sousední kanály, nebo kanály velmi blízké (kvůli vzájemnému ovlivňování), obvykle je mezi slučovanými kanály tři až čtyř kanálová mezera. Tuto nevýhodu řeší takzvaný hybridní slučovač, ten umožňuje sloučit i velmi blízké kanály a navíc je širokopásmový (obvykle 40 MHz - 800 MHz). Konstrukčně je hybridní slučovač tvořen čtyřmi páskovými závity provléknutými dvěma otvory ve feritovém jádře. Alternativou hybridního slučovače je tzv. univerzální feritový slučovač, který má oproti hybridnímu slučovači menší oddělovací útlum mezi vstupy.

Rozbočovače

Rozbočovače slouží k rozdělení přijímaného signálu do dvou nebo více směrů např. k více televizním přijímačům nebo účastnickým zásuvkám. Fakticky se jedná o slučovač s přehozenými vstupními a výstupními konektory. Lze tedy rozbočovat různé kanály, pásma a jejich kombinace. V praxi ale většinou chceme rozbočit signál tak, abychom měli na všech výstupech signály totožné. Běžně se proto používají hybridní případně feritové rozbočovače. Parametry jsou totožné jako u slučovačů.

Kanálové propusti

V praxi se setkáváme s potřebou vybrat pouze jeden televizní kanál ze širšího pásma, např. před vstupem do kanálového zesilovače, aby se zamezilo vzniku nelineárních zkreslení, zejména křížové modulaci. Pro tyto účely slouží právě kanálová propust. Kromě propustí pro jediný kanál se lze setkat i s propustmi pro více kanálů. Stejně jako u slučovačů existují fixně naladěné propusti, tak i propusti laditelné [4].

Kanálové zádrže

Kanálové zádrže jsou opakem propustí. Potlačí tedy daný kanál popř. skupinu kanálů, na které je konkrétní zádrž naladěna. Kanálové zádrže samozřejmě existují také v přeladitelné variantě. Nutno podotknout, že kromě kanálu/kanálů, na který je zádrž naladěna jsou částečně potlačeny i sousední kanály (záleží na strmosti kmitočtové charakteristiky). Jedním typem kanálových zádrží jsou tzv. odladovače. Jejich kmitočtová charakteristika bývá často strmější, a proto jsou vhodné pro využití v případech, kde nechceme ovlivňovat sousední kanály. V praxi lze velmi často narazit na odladovače, které odladí například vysokorychlostní 3G (sít' třetí generace) internet operátora U:fon, nebo celá GSM (Global System for Mobile communications) a LTE (Long Term Evolution) pásma.

Analýza běžně prodávaných TV filtrů

Na českém trhu jsou nejčastěji k dostání frekvenční filtry od výrobců IVO, TEROZ a slovenské firmy RTV Trenčín. Pro podrobnější analýzu byl zakoupen alespoň jeden výrobek

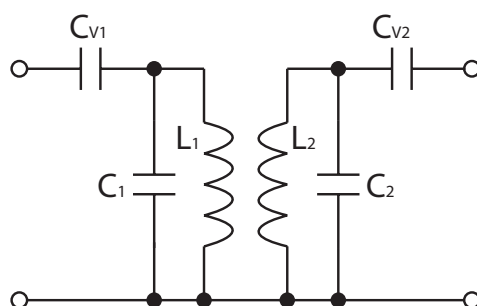
od každého výše zmíněného výrobce. Každý filtr byl proměřen vektorovým analyzáto-rem SDR-Kits DG8SAQ a byl podroben obvodové analýze. Výsledné modulové charak-teristiky lze dohledat v přílohách.

Kanálová propust IVO PF04 (K39)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: max. 3 dB
- Šířka propustného pásma: 8 MHz
- Šířka pásma při poklesu o 22 dB: 40 MHz
- Průchozí pro napájení

Na naměřené modulové charakteristice (příloha A.1) (modrý průběh) můžeme vidět, že deklarovaný průchozí útlum pásmová propust splňuje. V celé šířce pásma pro daný kanál (tedy 614 MHz až 622 MHz) vykazuje filtr průchozí útlum přibližně 2,97 dB. Celková šířka propustného pásma je však výrazně větší. Filtr propustí kromě 39. kanálu i ka-nál 38, 37 a část 36. kanálu. V praxi je však takováto šířka propustného pásma přijatelná, neboť žádný z TV vysílačů nevysílá na kanále 39 a zároveň na takto blízkých sousedních kanálech. Potlačení v nepropustném pásmu je dostatečné. Vstupní činitel odrazu (čer-vený průběh) nabývá minima podle očekávání přibližně uprostřed kanálu, tedy v okolí kmitočtu 618 MHz. Na tomto kmitočtu tedy dochází k minimálnímu odrazu signálu zpět ke zdroji (anténě) a téměř veškerá energie je přenesena dále k přijímači. Vnitřní zapojení filtru je realizováno pomocí vázaných rezonančních obvodů (viz obrázek 2.12). Jádro fil-tru tvoří paralelní rezonanční obvody L_1C_1 a L_2C_2 , mezi kterými je vzájemná induktivní vazba. Vazební kondenzátory C_{v1} , C_{v2} hrají klíčovou roli při impedanční transformaci, díky které lze optimalizovat hodnoty stavebních prvků, resp. impedančně přizpůsobit obvod (viz kapitola 3.5). Nejspíše díky nadkritické vazbě mezi cívkami dochází v pro-pustném pásmu k mírnému zvlnění a šířka propustného pásma je proto větší než šířka požadovaného kanálu. Průchodnost pro napájení je realizována pomocí dvou rezistorů uzemněných přes kondenzátor (ve schématu není zakresleno).



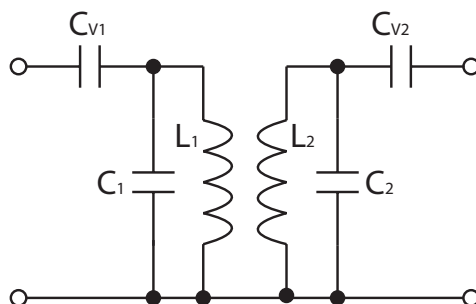
Obrázek 2.12: Vnitřní zapojení kanálové propusti IVO PF04

Kanálová propust RTV Trenčín SP54 (K54)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: max. 4 dB
- Šířka pásma při poklesu o 15 dB: 24 MHz
- Průchozí pro napájení

Modulovou charakteristiku kanálové propusti RTV SP54 (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) můžeme vidět na obrázku A.2. Propustné pásmo modulové charakteristiky je značně deformované a frekvenčně posunuté. Průchozí útlum uprostřed uváděného kanálu (54) je 33,22 dB. Takto vysoká hodnota průchozího útlumu může v praxi znemožnit příjem daného kanálu. Hodnoty vstupního činitele odrazu se v celém měřeném frekvenčním pásmu pohybují v rozmezí od -2 dB do -13 dB. Nedochází zde k žádným výrazným změnám a to ani při frekvencích spadajících do propustného pásma. K odrazu tedy dochází i v propustném pásmu. Příčinou těchto chyb je nejspíše špatné impedanční přizpůsobení propusti. Vnitřní zapojení a uplatnění jednotlivých stavebních prvků je totožné jako u filtru IVO PF04. Průchodnost pro napájení je realizována pomocí dvou cívek s feritovým jádrem uzemněných přes kondenzátor (ve schématu není zakresleno).



Obrázek 2.13: Vnitřní zapojení kanálové propusti RTV Trenčín SP54

Kanálová propust Teroz T503 (K54)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: max. 3 dB
- Průchozí pro napájení

Modulová charakteristika (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) je vyobrazena na obrázku A.7. Na modulové charakteristice můžeme vidět, že průchozí útlum propusti je poměrně vysoký (8,18 dB uprostřed požadovaného

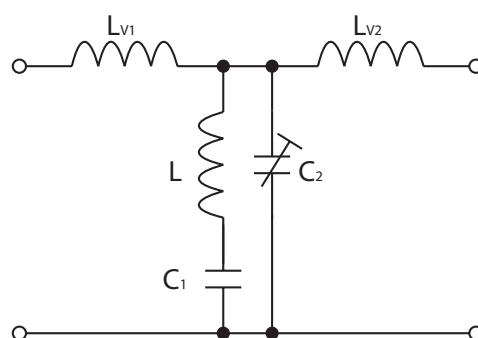
kanálu). Výrobek tedy nesplňuje výrobcem uvedené parametry. Hodnoty vstupního činitele odrazu také nejsou optimální, uprostřed kanálu, tedy při kmitočtu 738 MHz je úroveň odrazu $-2,88$ dB. Téměř polovina vstupní energie je tedy odražena zpět ke zdroji (anténě). Vinou vysokého průchozího útlumu a velké odrazivosti může být podkritická vazba cívek, nebo špatné impedanční přizpůsobení. Frekvenčně je propustné pásmo oproti pásmu 54. kanálu posunuté jen minimálně. Vnitřní zapojení a uplatnění jednotlivých stavebních prvků je totožné jako u propusti IVO PF04 (2.12), nebo RTV SP54 (2.13). Průchodnost pro napájení je realizována pomocí dvou vzduchových cívek uzemněných přes kondenzátor.

Kanálová propust Teroz T502 (laditelná)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: max. 4 dB
- Průchozí pro napájení
- Přeladitelnost: K21–K69

Výsledná modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu je vyobrazena na obrázku A.6. Propust byla před vlastním měřením naladěna na 54. kanál. Ladění se provádí pomocí kapacitního trimru (kapacita C_2 na obrázku 2.14). Filtr je tvořen paralelním rezonančním obvodem LC_2 . Kondenzátor C_1 se nejspíše při vlastní rezonanci neuplatňuje, ale pouze navyšuje hodnotu kapacity kapacitního trimru C_2 . Vazební indukčnosti L_{v1} , L_{v2} plní roli impedanční transformace, resp. impedančního přizpůsobení. Více o impedanční transformaci pomocí induktivní vazby lze dohledat v [1]. Po naladění propust vykazuje maximální průchozí útlum 2,39 dB, což odpovídá hodnotám daných výrobcem. Hodnota vstupního činitele odrazu (červený průběh) nabývá minima ($-13,5$ dB) podle očekávání přibližně uprostřed požadovaného kanálu, tedy při frekvenci 738 MHz.



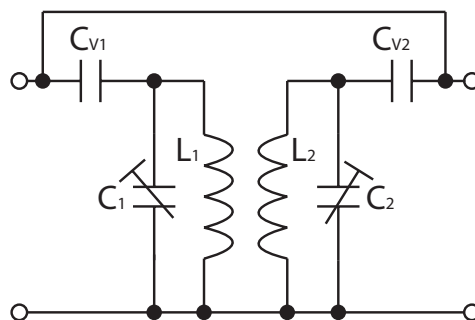
Obrázek 2.14: Vnitřní zapojení laditelné kanálové propusti Teroz T502

Kanálová zádrž Teroz T526 (laditelná)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: 1 dB
- Odlad'ovací útlum: 20 dB
- Průchozí pro napájení
- Přeladitelnost: K51–K60

Naměřený průběh modulové charakteristiky (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) můžeme vidět na obrázku A.9. Před vlastním měřením byla zádrž naladěna na 54. kanál. Z průběhu modulové charakteristiky je patrné, že úroveň potlačení požadovaného kanálu ne zcela splňuje parametry dané výrobcem. Uprostřed 54. kanálu (738 MHz) je úroveň potlačení dostatečných 34,07 dB, na okraji kanálu ale odlad'ovací útlum značně klesá (až k 10,74 dB). Tyto nepřesnosti mohou být ale způsobeny ne zcela přesným naladěním zádrže. Průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) nabývá maxima (0,07 dB) dle očekávání při kmitočtu 738 MHz. Vnitřní zapojení zádrže opět vychází z vázaných rezonančních obvodů. Jádrem filtru tedy tvoří paralelní rezonanční obvody L_1C_1 a L_2C_2 . Vzájemné vazbě je zde ovšem zabráněno odstíněním. Požadované kmitočty, které mají být potlačeny, jsou zkratovány. Ostatní kmitočty jsou propuštěny pomocí překlenutého vstupu a výstupu viz obrázek 2.15. Vazební kapacity C_{v1} , C_{v2} opět hrají klíčovou roli při impedanční transformaci (viz 3.5). Ladění se provádí pomocí kapacitních trimrů (kondenzátory C_1 , C_2 na obrázku 2.15). K přesnému naladění je zapotřebí notná dávka trpělivosti a přesnosti.



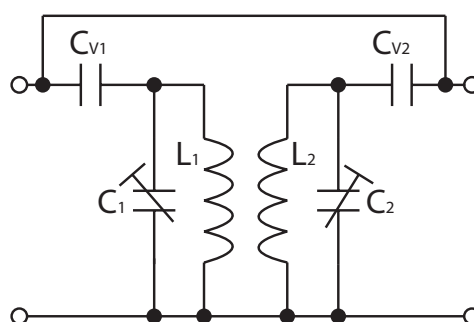
Obrázek 2.15: Vnitřní zapojení laditelné kanálové zádrže Teroz T526

Kanálová zádrž Teroz T504 (K54)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: 1 dB
- Odlad'ovací útlum: 20 dB
- Průchozí pro napájení

Ačkoliv výrobce udává tuto zádrž jako pevně laděnou, ve skutečnosti zádrž vychází ze zádrže T526. Je tedy laditelná. Vnitřní zapojení je proto totožné se zádrží Teroz T526 (obrázek 2.16). Modulovou charakteristiku (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) můžeme vidět na obrázku A.8. Úroveň potlačení se pohybuje v rozmezí 20,18 dB až 14,54 dB což do jisté míry neodpovídá parametrům udaných výrobcem, avšak v běžné praxi jsou tyto hodnoty dostatečné. Doladěním zádrže se tyto parametry mohou zlepšit. Úroveň vstupního činitele odrazu dosahuje maxima (−0,14 dB) při kmitočtu 738 MHz.



Obrázek 2.16: Vnitřní zapojení laditelné kanálové zádrže Teroz T504

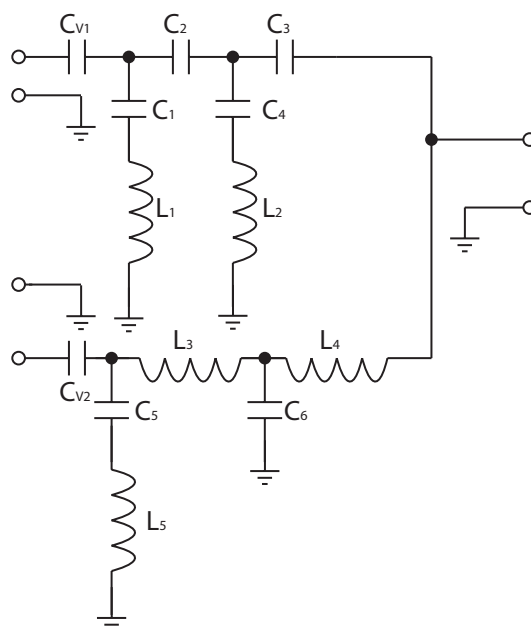
Pásmový slučovač Teroz T211

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: 2 dB
- Oddělovací útlum: 12 dB
- Slučované pásma: K21–K40 + K45–K69
- Průchozí pro napájení

Pásmový slučovač Teroz T211 je prakticky kombinací dolní zádrže pro vstup K21–K40 a horní zádrže pro vstup K45–K69. Vnitřní zapojení slučovače T211 můžeme vidět na obrázku 2.17. Dolní propust je tvořena kondenzátory C_5 , C_6 a cívkami L_3 , L_4 . Jedná se tedy

o klasické kaskádní řazení T článku. Kondenzátory C_2, C_3 spolu s cívkami L_1, L_2 tvoří horní propust, opět se jedná o kaskádní řazení T článku. Cívka L_5 a kondenzátory C_1, C_4 mají nejspíše za úkol eliminovat parazitní vlivy, případně optimalizovat hodnoty ostatních stavebních prvků. Vazební kondenzátory C_{v1}, C_{v2} se nejspíše starají o impedanční přizpůsobení, případně o stejnosměrné oddělení. Modulové charakteristiky (modré průběhy) a průběhy vstupního činitele odrazu (červené průběhy) můžeme vidět na obrázku A.3 (dolní propust) a na obrázku A.4 (horní propust). Slučovat tedy lze i nižší kanály než 21. kanál s kanály vyššími než 69. kanál (tedy například satelitní pásmo). Průchozí útlum mírně převyšuje uváděné hodnoty, v praxi jsou však tyto odchylky zanedbatelné.



Obrázek 2.17: Vnitřní zapojení pásmového slučovače Teroz T211

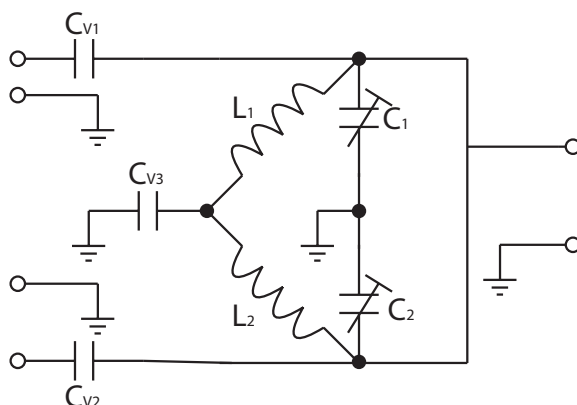
Kanálový slučovač Teroz T217 (laditelný)

Udávané parametry:

- Průchozí útlum: 4 dB
- Slučované kanály: K21–K69 + K21–K69
- Průchozí pro napájení

Slučovat Teroz T217 na rozdíl od slučovače T211 slučuje vždy jen jeden vybraný kanál z uváděného rozsahu s druhým vybraným kanálem. Jedná se tedy o kombinaci laditelných pásmových propustí. Jednotlivé pásmové propusti jsou tvořeny paralelními rezo-

nančnými obvody L_1C_1 a L_2C_2 uzemněnými přes kondenzátor C_{v3} viz obrázek 2.18. Kondenzátory C_{v1} , C_{v2} plní opět nejspíš roli stejnosměrného oddělení, nebo impedančního přizpůsobení. Před vlastním měřením byly vstupy naladěny na 54.kanál. Modulovou charakteristiku (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) můžeme vidět na obrázku A.5. Parametry i zapojení obou vstupů jsou totožné, proto je zde uvedeno pouze jedno měření. Z modulové charakteristiky můžeme vidět, že hodnota průchozího útlumu dosahuje hodnoty až 7,94 dB. Průchozí útlum je tedy téměř dvakrát větší než hodnota daná výrobcem. Průběh vstupního činitele odrazu nabývá minima dle očekávání při kmitočtu 738 dB. Ladění jednotlivých vstupů se provádí pomocí kapacitních trimrů (kondenzátory C_1 a C_2 na obrázku 2.18).



Obrázek 2.18: Vnitřní zapojení laditelného kanálového slučovače Teroz T217

3 Obecný postup pro návrh pásmové propusti

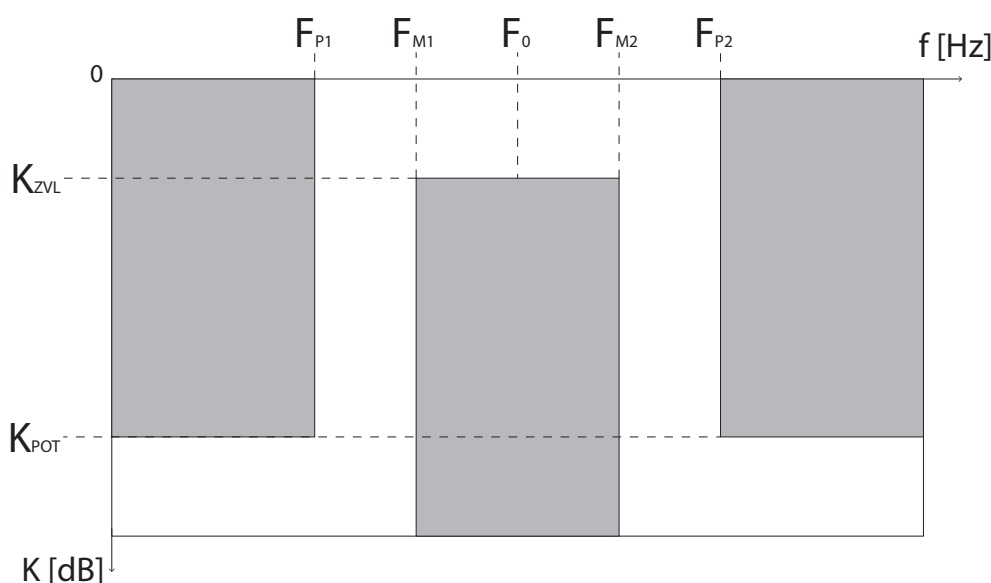
V této kapitole bude popsán obecný postup pro návrh pásmové propusti pro nejběžnější typy aproximací, konkrétně pro aproximaci Butterworthovu a Čebyševovu. Postup byl převzat z [1], [3].

3.1 Požadavky pro návrh kmitočtového filtru

Požadavky pro návrh kmitočtového filtru jsou nejčastěji dány tolerančním polem modulové charakteristiky filtru (více o tolerančním poli pojednává kapitola 2.6). Toleranční pole pásmové propusti bývá popsáno následujícími parametry:

- F_{P1}, F_{P2} – kmitočty potlačení přenosu
- F_{M1}, F_{M2} – mezní zlomové kmitočty
- K_{ZVL} – hodnota maximálního zvlnění v propustném pásmu
- K_{POT} – potlačení přenosu v nepropustném pásmu

Obecné toleranční pole pásmové propusti je zobrazeno na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Obecné toleranční pole pásmové propusti

Pro samotný návrh je také nutné znát impedanční zakončení filtru. Nejčastěji volíme shodné zakončovací rezistory (obvykle 75Ω). Shodná hodnota zakončovacích rezistorů vede k poměrně nejvýhodnější realizaci, je pro ní vytvořena většina katalogů, ale pro některé typy aproximací nemůže být použita (např. pro Čebyševovu a Caurovu aproximaci pro sudé řady) [1].

3.2 Kmitočtová transformace na normovanou dolní propust

V předchozí kapitole můžeme vidět, jak vypadá obecné toleranční pole pásmové propusti a zádrže. Dalším krokem je pro toto pole nalézt přenosovou funkci. Nalezení přenosové funkce pro zadané toleranční pole je poměrně složitý matematický problém. Pro zjednodušení toho problému jsou v praxi využívány určité standardní aproximace pro normovanou dolní propust (NDP) [1]. Při použití vhodných kmitočtových transformací lze požadované toleranční pole filtru transformovat na toleranční pole normované dolní propusti. Pokud nemáme přímo zadanou šířku pásma (B_M) a střední kmitočet (F_0), určíme jejich hodnoty pomocí vztahů.

$$B_M = F_{M2} - F_{M1} \quad (3.1)$$

$$F_0 = \sqrt{F_{M1} \cdot F_{M2}} \quad (3.2)$$

Dále je nutné vypočítat normovaný kmitočet potlačení F_{Pn} . Pro pásmovou propust je nutné vypočítat F_{Pn} pro oba kmitočty potlačení (F_{P1} a F_{P2}), při čemž jako určující bereme hodnotu nižší, protože pro požadavek na kmitočet potlačení pro normovanou dolní propust je náročnější.

$$F_{Pn} = \frac{|F_0^2 - F_{P1}^2|}{F_{P1} \cdot B_M} \quad (3.3)$$

$$F_{Pn} = \frac{|F_0^2 - F_{P2}^2|}{F_{P2} \cdot B_M} \quad (3.4)$$

3.3 Volba aproximace a výpočet řádu přenosové funkce

Dalším krokem v návrhu kmitočtového filtru je volba aproximace a výpočet řádu přenosové funkce. Význam řádu přenosové funkce je vysvětlen v kapitole 2.5, jednotlivé aproximace jsou poté podrobněji popsány v kapitole 2.7. Podle zvolené aproximace můžeme tedy vypočítat řád přenosové funkce filtru. Pro Butterworthovu aproximaci lze při obvykle požadovaném zvlnění 3 dB v propustném pásmu nalézt potřebný řád filtru přímo v modulových charakteristikách na obrázku 2.9. Pokud požadujeme jinou hodnotu zvlnění, lze použít následující vztah:

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{\frac{K_{POT}}{10}} - 1}{10^{\frac{K_{ZVL}}{10}} - 1} \right)}{2 \cdot \log F_{Pn}} \quad (3.5)$$

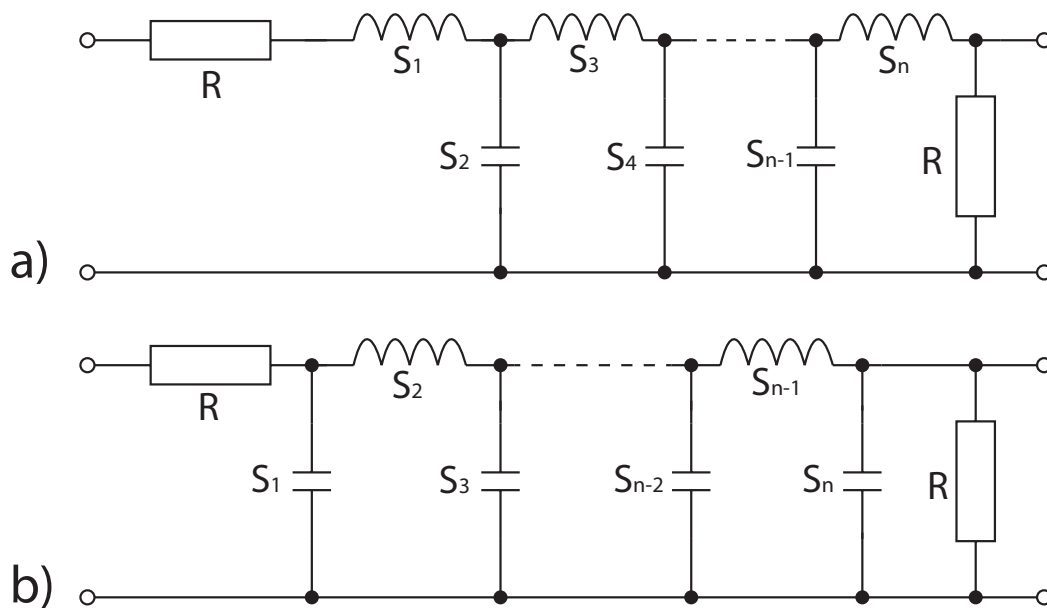
Pro Čebyševovu aproximaci lze řád filtru vypočítat pomocí vztahu:

$$n \geq \frac{\arccos \sqrt{\frac{10^{\frac{K_{POT}}{10}} - 1}{10^{\frac{K_{ZVL}}{10}} - 1}}}{\arccos F_{Pn}} \quad (3.6)$$

Pokud řád filtru vyjde jako desetinné číslo, je nutno ho zaokrouhlit na nejbližší vyšší celé číslo. Je také důležité si uvědomit, že výsledný řád, je řád normované dolní propusti. Řád samotné pásmové propusti se oproti normované dolní propusti dvakrát zvýší.

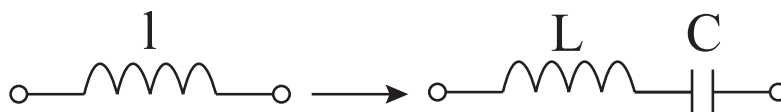
3.4 Stavební prvky normované dolní propusti a jejich odnormování

Pokud již známe řád přenosové funkce filtru, lze v tabulce B.1 dohledat příslušné normované hodnoty stavebních prvků pro normovanou dolní propust s Butterworthovou aproximací. Hodnoty stavebních prvků pro filtry s Čebyševovou aproximací jsou uvedeny v tabulce B.2. Na obrázku 3.2 je kaskádní zapojení T a π článků NDP pro oba typy aproximací.



Obrázek 3.2: Zapojení NDP s Butterworthovou, nebo Čebyševovou aproximací a) T struktura, b) π struktura

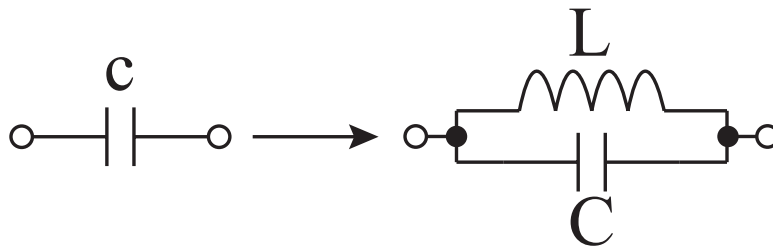
Jestliže máme vypočítaný řád filtru a nalezené normované hodnoty NDP je nutné tyto hodnoty odnormovat a stavební prvky NDP transformovat na stavební prvky PP. Pro tyto účely nám poslouží obrázky 3.3 a 3.4 a k nim náležící vztahy.



Obrázek 3.3: Transformace indukčností NDP na prvky PP

$$L = \frac{l \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot B_M} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{B_M}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot R \cdot l} \quad (3.8)$$



Obrázek 3.4: Transformace kapacit NDP na prvky PP

$$L = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot c} \quad (3.9)$$

$$C = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot B_M \cdot R} \quad (3.10)$$

Do vztahů pro odnormování dosazujeme za l a c příslušné normované hodnoty z tabulky B.1 popř. z tabulky B.2, za R dosazujeme hodnotu zakončovací odporů.

3.5 Návrh pásmové propusti s vázanými rezonančními obvody

Při relativně malých šířkách pásma, nebo při vyšších kmitočtech můžeme narazit na problém s praktickou realizací pásmové propusti pomocí kaskádního řazení T , nebo π článků. Hodnoty stavebních prvků pásmové propusti mohou po odnormování vycházet takřka nerealizovatelné (velmi malé indukčnosti a kapacity). Určitým východiskem řešení těchto problémů je použití vázaných rezonančních obvodů. Jejich základní zapojení je zapojení s kapacitní vazbou a induktivní vazbou. Je možné též použít i vazbu vzájemně induktivní. V této části práce bude popsán postup jen pro vazbu kapacitní [1].

Postup návrhu

Postup návrhu PP s vázanými rezonančními obvody je obdobný jako při návrhu propusti pomocí kaskádního řazení T , nebo π článků. Základem je tedy kmitočtová transformace na normovanou dolní propust, pro kterou lze použít všechny vztahy uvedené v kapitole 3.2. Pro výpočet potřebného řádu přenosové funkce můžeme opět použít dříve uvedené vztahy (3.5 pro Butterworthovu aproximaci, 3.6 pro Čebyševovu aproximaci). Rozdílná je ovšem transformace stavebních prvků NDP na stavební prvky PP (obrázek 3.5) a k ní patříčné vztahy pro odnormování:

$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot R} \quad (3.11)$$

$$L_n = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot s_n} \quad (3.12)$$

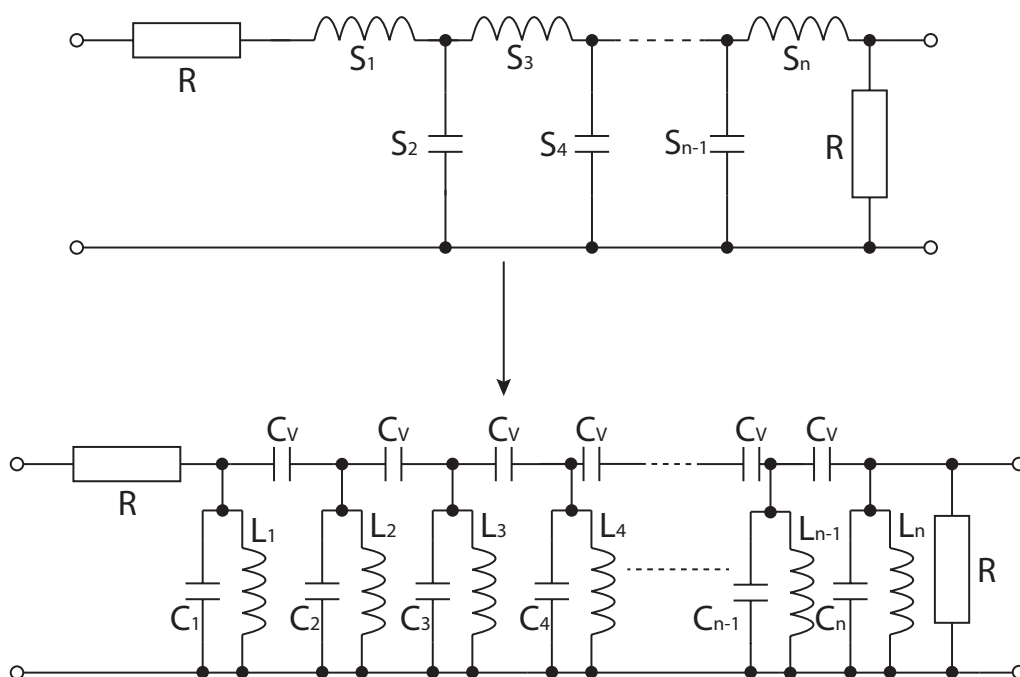
$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_1} - C_v \quad (3.13)$$

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_2} - 2 \cdot C_v \quad (3.14)$$

$$C_{n-1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_{n-1}} - 2 \cdot C_v \quad (3.15)$$

$$C_n = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_n} - C_v. \quad (3.16)$$

Do vztahů pro odnormování za s_n opět dosazujeme příslušné normované hodnoty z tabulky B.1, případně B.2. Za R dosazujeme hodnoty zakončovacích odporů.



Obrázek 3.5: Obvodová transformace NDP na PP s vázanými obvody

Impedanční transformace PP s vázanými rezonančními obvody

Podobně jako o obvodů s kaskádním řazením T a π článků může nastat situace, kdy hodnoty některých prvků vyjdou takřka nerealizovatelné (zejména malé indukčnosti), nebo je potřeba hodnoty pro snazší realizovatelnost dodatečně optimalizovat. U pásmových propustí s vázanými rezonančními obvody je často využívána pro zajištění realizovatelnosti filtru impedanční transformace. Princip spočívá v navýšení zatěžovacích odporů

R . Ve stejném poměru v jakém se zvýšila hodnota zatěžovacích odporů R se zvýší hodnoty všech indukčností a sníží se hodnoty všech kapacit v obvodu. Požadovanou původní hodnotu zatěžovacích odporů (R') dostaneme pomocí induktivní, nebo kapacitní odbočky. Pro transformaci je častěji využívána kapacitní odbočka, která se snadněji realizuje. Dalším způsobem jak transformovat hodnoty zatěžovacích odporů je transformace vazební kapacitou nebo indukčností. Pro snadnější realizaci je v praxi využívána transformace vazebním kapacitou.

Transformace kapacitní odbočkou rezonančního obvodu

Způsob impedanční transformace kapacitní odbočkou spočívá v rozdělení původních kondenzátorů C_n v krajních rezonančních obvodech na sériové spojení kondenzátorů C_{n1} a C_{n2} . Jejich hodnoty lze určit pomocí následujících vztahů:

$$C_{n1} = C_n \cdot \sqrt{\frac{R}{R'}} \quad (3.17)$$

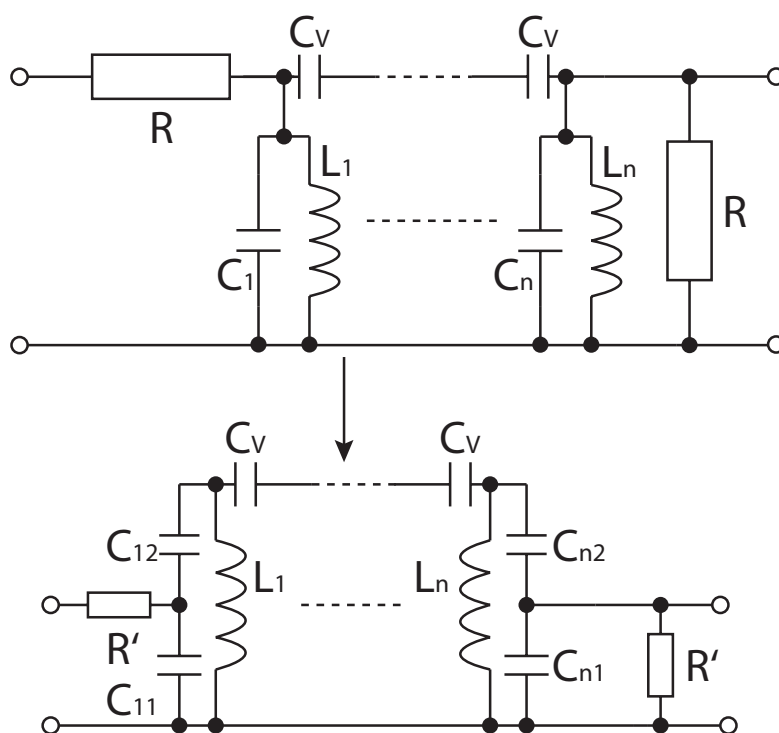
$$C_{n2} = \frac{C_{n1} \cdot C_n}{C_{n1} - C_n}. \quad (3.18)$$

Impedanční transformace vazební kapacitou

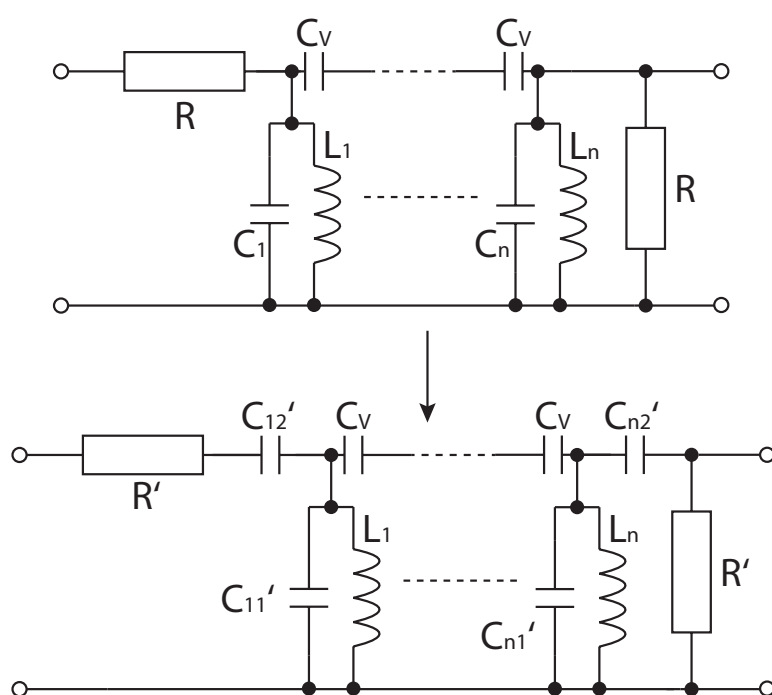
Transformace vychází z přibližné ekvivalence krajních impedancí původního a upraveného obvodu v blízkém okolí rezonančního kmitočtu. Z uvedených ekvivalencí lze odvodit vztahy pro potřebné hodnoty prvků [1]:

$$C'_{n2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot R' \cdot \sqrt{\frac{R}{R'-1}}} \quad (3.19)$$

$$C'_{n1} = \frac{C_n - C'_{n2}}{1 + (2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot R' \cdot C'_{n2})^2}. \quad (3.20)$$



Obrázek 3.6: Impedanční transformace kapacitní odbočkou



Obrázek 3.7: Impedanční transformace vazební kapacitou

4 Návrh a výroba pásmové propusti pro 54. TV kanál

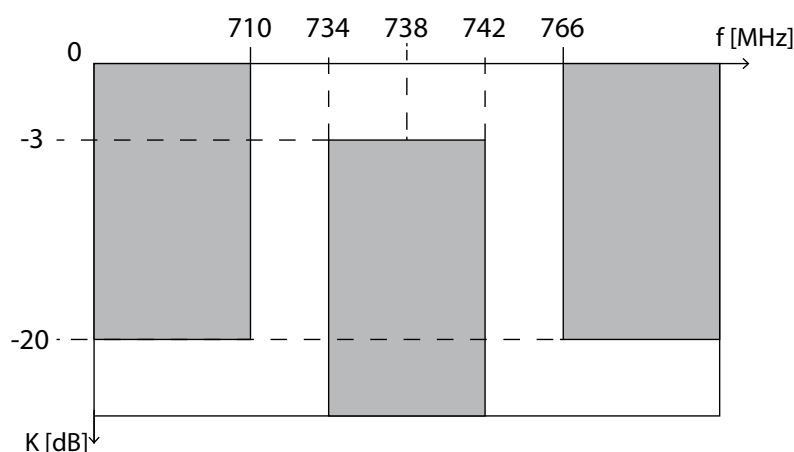
Pro návrh pásmové propusti byl zvolen 54. televizní kanál na kterém v Moravskoslezském kraji vysílají vysílače: Ostrava (stanoviště Hošťálkovice), Ostrava-Slezská Ostrava (stanoviště vodojem Hladnov) a vysílač Frýdek (stanoviště Lysá hora). Všechny výše zmíněné vysílače vysílají na 54. kanále multiplex 1 (veřejnoprávní multiplex), tedy televizní programy ČT 1, ČT 2, ČT 24 a ČT sport [5].

4.1 Teoretický návrh

Návrhu vlastní pásmové propusti vychází z postupu popsaného v kapitole 3.

1. požadavky na pásmovou propust

Stanovené toleranční pole vychází z naměřených modulových charakteristik běžně prodávaných filtrů, o kterých pojednává kapitola 2.8. Samotné toleranční pole je blíže popsáno v kapitole 2.6 a v kapitole 3.1.



Obrázek 4.1: Stanovené toleranční pole pásmové propusti pro 54. TV kanál

Kromě tolerančního pole bylo zapotřebí určit hodnoty zakončovacích odporů a typ použité aproximace. Pro stanovené toleranční pole byla vybrána Butterworthova aproximace kvůli hladkému průběhu v propustném pásmu. Hodnoty zakončovacích odporů byly zvoleny $75\ \Omega$, což je nejběžnější hodnota impedance v TV anténní technice.

2. kmitočtová transformace na NDP a výpočet řádu přenosové funkce

Dalším krokem návrhu byla kmitočtová transformace na normovanou dolní propust, resp. výpočet normovaného kmitočtu potlačení F_{Pn} pro oba kmitočty potlačení (F_{P1} , F_{P2}), a výpočet potřebného řádu přenosové funkce dle zvolené aproximace.

Normovaný kmitočet potlačení F_{Pn} pro F_{P1} :

$$F_{Pn} = \frac{|F_0^2 - F_{P1}^2|}{F_{P1} \cdot B_M} = \frac{|(738 \cdot 10^6)^2 - (710 \cdot 10^6)^2|}{(710 \cdot 10^6) \cdot (8 \cdot 10^6)} = 7,1380. \quad (4.1)$$

Normovaný kmitočet potlačení F_{Pn} pro F_{P2} :

$$F_{Pn} = \frac{|F_0^2 - F_{P2}^2|}{F_{P2} \cdot B_M} = \frac{|(738 \cdot 10^6)^2 - (766 \cdot 10^6)^2|}{(766 \cdot 10^6) \cdot (8 \cdot 10^6)} = 6,8721. \quad (4.2)$$

Pro další návrh byla brána jako určující hodnota normovaného kmitočtu potlačení výsledná hodnota pro F_{P2} . Nižší hodnota F_{Pn} klade pro dané toleranční pole (v tomto případě toleranční pole NDP) přísnější nároky — modulová charakteristika se přibližuje charakteristice ideálního filtru.

Výpočet řádu přenosové funkce pro Butterworthovu aproximaci:

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{\frac{K_{POT}}{10}} - 1}{10^{\frac{K_{ZVL}}{10}} - 1} \right)}{2 \cdot \log F_{Pn}} = \frac{\log \left(\frac{10^{\frac{20}{10}} - 1}{10^{\frac{3}{10}} - 1} \right)}{2 \cdot \log 6,8721} = \lceil 1,1932 \rceil = 2. \quad (4.3)$$

3. odnormování stavebních prvků NDP a jejich transformace na prvky PP

V tabulce B.1 byly dohledány patřičné normované hodnoty stavebních prvků NDP a pomocí vztahů uvedených v kapitole 3.4 byly transformovány na stavební prvky pásmové propusti. Schéma zapojení normované dolní propusti můžeme vidět na obrázku 3.2. Pro náš návrh bylo vybráno zapojení pomocí T článku.

Indukčnost s_1 byla tedy transformována na sériovou kombinaci kapacity (C) a indukčnosti (L). Za l byla dosazena patřičná hodnota s_1 z tabulky B.1.

$$L = \frac{l \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot B_M} = \frac{1,4142 \cdot 75}{2 \cdot \pi \cdot (8 \cdot 10^6)} = 1,4921 \mu\text{H} \quad (4.4)$$

$$C = \frac{B_M}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot R \cdot l} = \frac{8 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot 75 \cdot 1,4142} = 0,0311 \text{ pF} \quad (4.5)$$

Kapacita s_2 byla transformována na paralelní kombinaci kapacity (C) a indukčnosti (L). Za c byla dosazena příčinná hodnota s_2 z tabulky B.1.

$$L = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot c} = \frac{(8 \cdot 10^6) \cdot 75}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,4142} = 175,3309 \text{ pH} \quad (4.6)$$

$$C = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot B_M \cdot R} = \frac{1,4142}{2 \cdot \pi \cdot (8 \cdot 10^6) \cdot 75} = 265,2582 \text{ pF} \quad (4.7)$$

Z vypočítaných hodnot můžeme vidět, že hodnota kapacity 0,0311 pF a indukčnosti 175,3309 pH je prakticky nerealizovatelná. Bylo tedy zapotřebí nalézt takový způsob návrhu, pro který by hodnoty stavebních prvků vycházely realizovatelné. Jednou z možností jak docílit realizovatelnosti je použití vázaných rezonančních obvodů, viz kapitola 3.5.

4. řešení pomocí vázaných rezonančních obvodů

Návrh pásmové propusti s vázanými rezonančními obvody je podobný návrhu s kaskádním řazením T a π článku. Transformaci na NDP a výpočet řádu přenosové funkce nebylo tedy zapotřebí znovu počítat. Odlišná je ovšem transformace stavebních prvků NDP na stavební prvky pásmové propusti. Princip obvodové transformace můžeme vidět na obrázku 3.5. Navrhovanou pásmovou propust tedy tvoří dva paralelní rezonanční obvody $L_1 C_1$ a $L_2 C_2$ svázané vazební kapacitou C_v . Za proměnné s_1 a s_2 byly opět dosazeny příčné hodnoty z tabulky B.1.

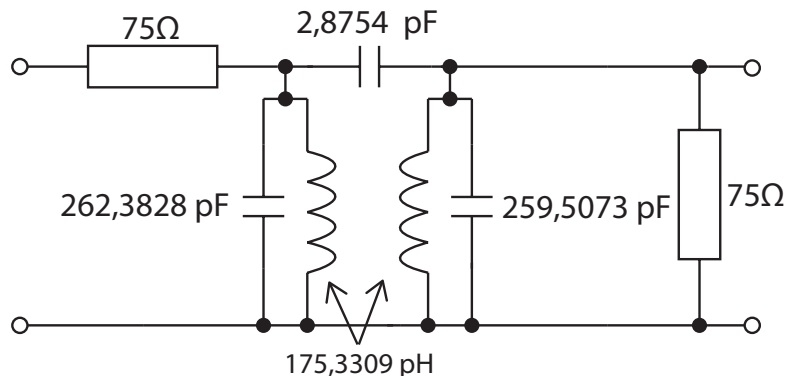
$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6) \cdot 75} = 2,8754 \text{ pF} \quad (4.8)$$

$$L_1 = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot s_1} = \frac{(8 \cdot 10^6) \cdot 75}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,4142} = 175,3309 \text{ pH} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_1} - C_v = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot (175,3310 \cdot 10^{-12})} - 2,8754 \cdot 10^{-12} = \\ &= 262,3828 \text{ pF} \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$L_2 = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot s_2} = \frac{(8 \cdot 10^6) \cdot 75}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,4142} = 175,3309 \text{ pH} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot F_0^2 \cdot L_2} - 2 \cdot C_v = \\ &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot (175,3310 \cdot 10^{-12})} - 2 \cdot (2,8754 \cdot 10^{-12}) = \\ &= 259,5073 \text{ pF} \end{aligned} \quad (4.12)$$



Obrázek 4.2: Schéma zapojení PP s vázanými rezonančními obvody včetně vypočítaných hodnot stavebních prvků

Z vypočítaných hodnot je patrné, že indukčnosti L_1 , L_2 jsou opět prakticky nerealizovatelné. Pro vázané rezonanční obvody se však nabízí několik poměrně snadných metod, jak výsledné hodnoty stavebních prvků optimalizovat.

5. impedanční transformace kapacitní odbočkou

Princip impedanční transformace je podrobněji popsán v kapitole 3.5. Pro vlastní návrh byly hodnoty zatěžovacích odporů navýšeny na 41 kΩ. Níže můžeme vidět výsledné hodnoty stavebních prvků.

$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6) \cdot (41 \cdot 10^3)} = 0,0052 \text{ pF} \quad (4.13)$$

$$C_{11} = C_1 \cdot \sqrt{\frac{R}{R'}} = (0,4799 \cdot 10^{-12}) \cdot \sqrt{\frac{41 \cdot 10^3}{75}} = 11,2221 \text{ pF} \quad (4.14)$$

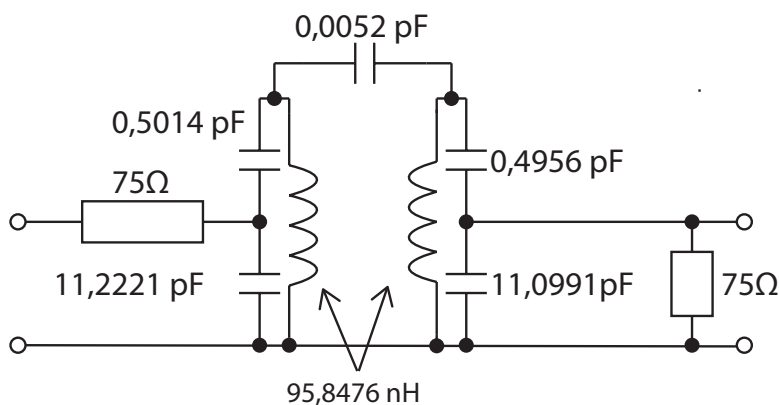
$$C_{12} = \frac{C_{11} \cdot C_1}{C_{11} - C_1} = \frac{(11,2221 \cdot 10^{-12}) \cdot (0,4799 \cdot 10^{-12})}{(11,2221 \cdot 10^{-12}) - (0,4799 \cdot 10^{-12})} = 0,5014 \text{ pF} \quad (4.15)$$

$$L_1 = \frac{B_M \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot F_0^2 \cdot s_1} = \frac{(8 \cdot 10^6) \cdot (41 \cdot 10^3)}{2 \cdot \pi \cdot (738 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,4142} = 95,8476 \text{ nH} \quad (4.16)$$

$$C_{21} = C_2 \cdot \sqrt{\frac{R}{R'}} = (0,4747 \cdot 10^{-12}) \cdot \sqrt{\frac{41 \cdot 10^3}{75}} = 11,0991 \text{ pF} \quad (4.17)$$

$$C_{22} = \frac{C_{21} \cdot C_2}{C_{21} - C_2} = \frac{(11,0991 \cdot 10^{-12}) \cdot (0,4747 \cdot 10^{-12})}{(11,0991 \cdot 10^{-12}) - (0,4747 \cdot 10^{-12})} = 0,4956 \text{ pF} \quad (4.18)$$

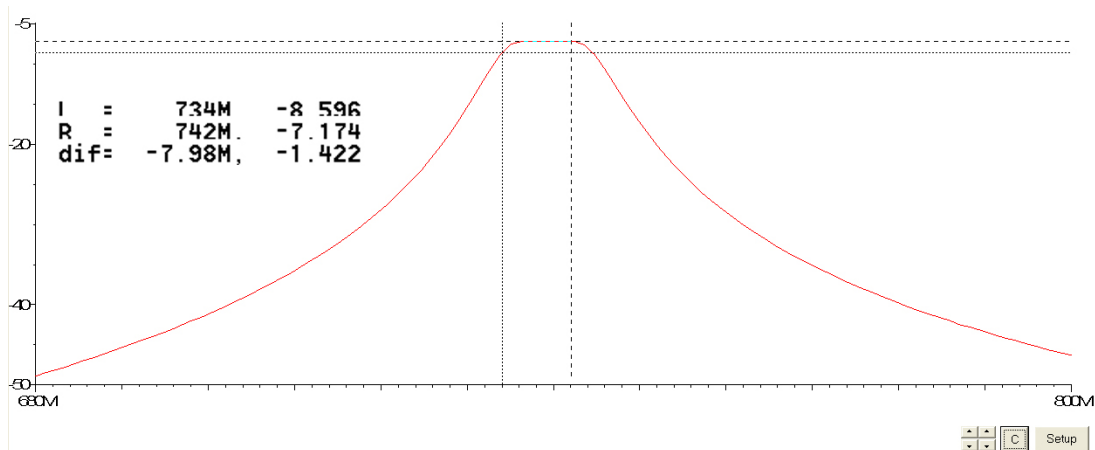
Můžeme vidět, že hodnoty stavebních prvků po impedanční transformaci jsou nyní prakticky realizovatelné. Výjimku tvoří pouze vazební kapacita C_v , který však můžeme, díky své minimální kapacitě a umístění, ve výsledného schématu zcela vynechat (viz dále).



Obrázek 4.3: Schéma zapojení PP s použitím kapacitní odbočky (včetně vypočítaných hodnot stavebních prvků)

6. ověření návrhu v simulačním programu SNAP

Před samotnou praktickou realizací byla navržená pásmová propust nasimulována v programu SNAP (Symbolic Network Analysis Program). Program SNAP obsahuje kromě vlastního prostředí pro simulaci i poměrně intuitivní editor schémat. Výstup je poté možné zobrazit pomocí grafů, ale k dispozici jsou i analytické rovnice, ze kterých lze odvodit důležité souvislosti mezi obvodem a jeho chováním.



Obrázek 4.4: Modulová charakteristika v simulačním programu SNAP

Na obrázku 4.4 je vyobrazena modulová charakteristika navrhované pásmové propusti. Zapojení filtru v editoru programu SNAP je možné vidět na obrázku C.1. Výstup v podobě symbolické analýzy je pak zobrazen na obrázku C.2. Na modulové charakteristice můžeme vidět, že propustné pásmo je mírně frekvenčně posunuté a průchozí útlum se pohybuje kolem 8,5 dB. Tyto odchylky mohou být způsobeny špatným zaokrouhlováním, neboť obvod je velmi citlivý na sebemenší změny hodnot stavebních prvků. Odchylky modulové charakteristiky lze však odstranit při samotném doladování hotového filtru. Hlavním cílem simulace bylo zejména ověření, zda se modulová charakteristika nachází ve správné frekvenční oblasti.

4.2 Praktická realizace

Po teoretickém návrhu a simulaci pásmové propusti můžeme přejít k vlastní praktické realizaci. V následujícím textu bude popsán výběr a výroba jednotlivých stavebních prvků, celkové sestavení filtru a jeho doladění.

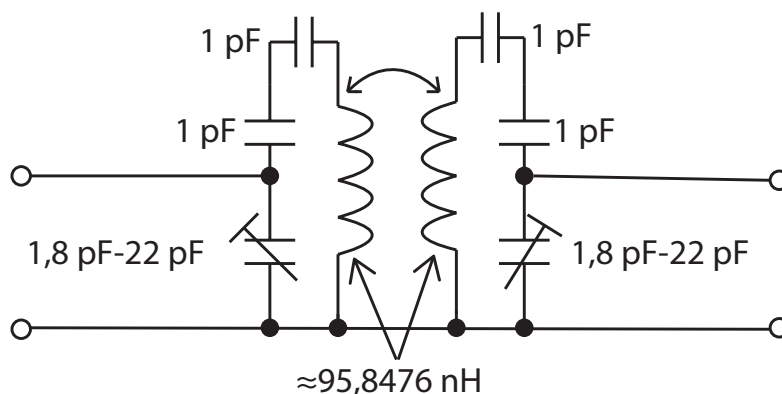
1. výběr kondenzátorů a výroba cívek

Pro praktickou realizaci byly vybrány běžně prodávané keramické kondenzátory. Kapacity C_{11} (11,2221 pF), C_{21} (11,0991 pF) byly nahrazeny paralelní kombinací kondenzátorů o kapacitách 10 pF a 1 pF. Později byly tyto kondenzátory pro snadnější doladění (viz další text) nahrazeny kapacitními trimry o kapacitě 1,8 pF–22 pF. Kapacity C_{12} (0,5014 pF), C_{22} (0,4956 pF) byly nahrazeny sériovým spojením dvou kondenzátorů o kapacitách 1 pF. Vazební kondenzátor C_v (0,0052 pF) byl ve vlastním zapojení díky své zanedbatelné kapacitě zcela vynechán. Mezi oběma rezonančními obvody se tedy vazba změnila z vazby kapacitní, na vazbu vzájemně induktivní (prakticky je mezi rezonančními obvody díky parazitním kapacitám i vazba kapacitní).

Cívky byly vinuty měděným drátem o průměru 0,3 mm závit vedle závitu na trn vrátaku o průměru 4 mm a počtem závitů 4, 5. Pro výpočet rozměrů cívek byl použit kalkulaátor v [6]. Pro výpočet jednovrstvých vzduchových cívek lze použít i následující vztah, kde μ je permeabilita prostředí, N je počet závitů, S je obsah průřezu cívky a l je délka cívky (délka musí být větší než průměr cívky).

$$L = \mu \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l} \quad (4.19)$$

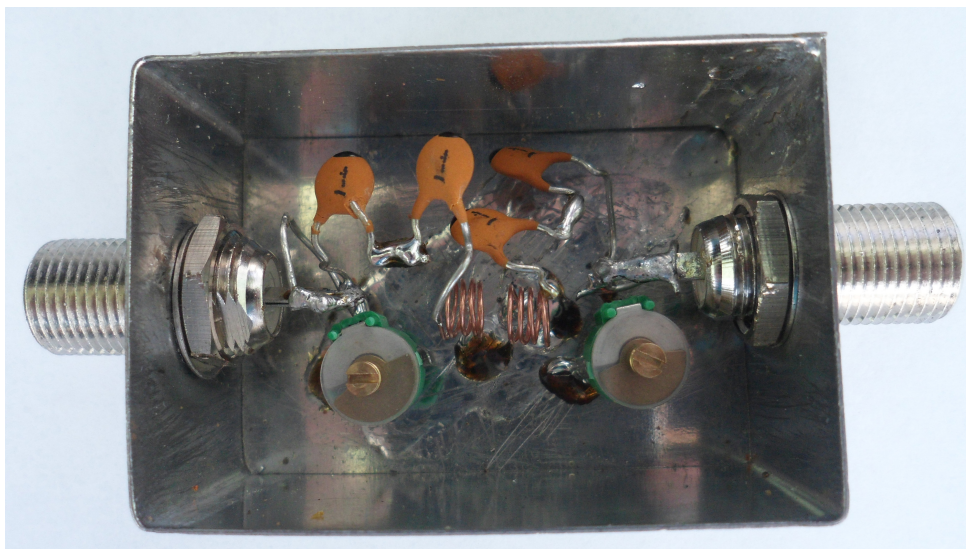
Je také důležité zmínit, že zatěžovací odpory R , resp R' v konečném zapojení nefigurují. Jsou však důležité pro návrh, popř. simulaci filtru. V reálném zapojení odpory nahrazuje připojené koaxiální vedení, případně další prvky anténního rozvodu. Na obrázku 4.5 můžeme vidět konečné schéma zapojení se skutečnými hodnotami stavebních prvků.



Obrázek 4.5: Konečné schéma zapojení PP se skutečnými hodnotami stavebních prvků

2. sestavení a ladění filtru

Celý filtr je umístěn do plechové, galvanicky pocínované krabičky o rozměrech 45 mm x 30 mm x 22 mm. Výhodou použití této krabičky je zajištění potřebného odstínění a díky pocínování i možnost pájet jednotlivé stavební prvky přímo na tělo krabičky. Krabička byla dále osazena dvěma konektory typu *F*. Ladění bylo prováděno s připojeným vektorovým analyzátozem SDR-Kits DG8SAQ, na kterém bylo nastaveno kontinuální měření. Samotné ladění modulové charakteristiky bylo zpočátku prováděno deformací a vzájemným oddalováním/přibližováním cívek. Ladění pomocí cívek se však ukázalo jako dosti problematické. Každá sebemenší změna tvaru cívek posunula, nebo deformovala modulovou charakteristiku do nepříjemných mezí. Po několika neúspěšných pokusech o doladění filtru jen za pomoci cívek bylo rozhodnuto o nahrazení kondenzátorů C_{11} a C_{21} kapacitními trimry. Následné ladění bylo tedy prováděno zejména změnou kapacity jednotlivých kapacitních trimrů. Nutno podotknout, že celý filtr je velmi citlivý na každou sebemenší změnu hodnot stavebních prvků. Ladění bylo proto poměrně obtížné a zdlouhavé.



Obrázek 4.6: Konstrukční provedení

4.3 Cenová kalkulace

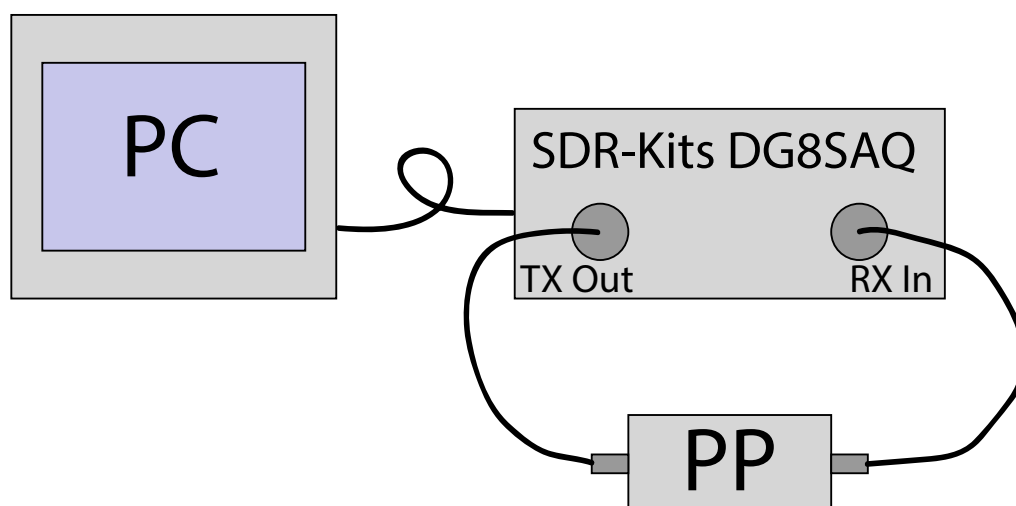
V tabulce 4.1 jsou uvedeny náklady na výrobu pásmové propusti (ceny jsou aktuální ke dni 29. dubna 2015). V cenové kalkulaci není zahrnut měděný drát na výrobu cívek. Drát lze zakoupit v balení (55 m), jehož cena převyšuje 96 Kč [8]. Pro výrobu cívek je však potřeba jen několik centimetrů drátu. Cena měděného drátu by tak značně ovlivnila celkovou cenu pásmové propusti. Pro výrobu cívek lze použít například žílu UTP (Unshielded Twisted Pair) kabelu.

Položka	Množství	Cena
Pocínovaná Fe krabíčka	1 ks	54 Kč
Konektor typu F	2 ks	12 Kč
Kondenzátor 1 pF	4 ks	10 Kč
Kapacitní trimr 1,8 pF-22 pF	2 ks	64 Kč
Celková cena		140 Kč

Tabulka 4.1: Náklady na výrobu pásmové propusti [7]

5 Ověření správnosti návrhu a konstrukce měření

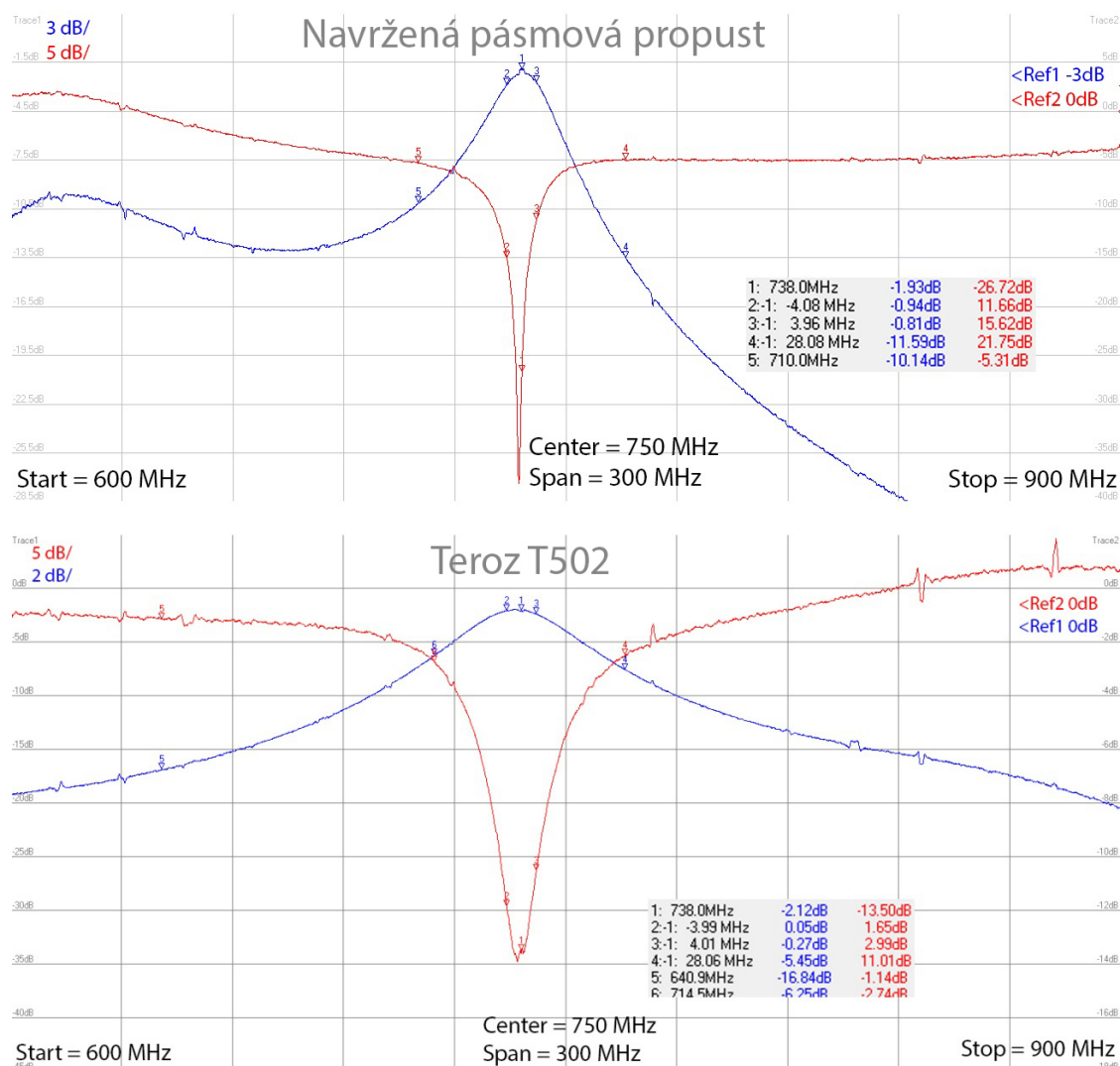
Konečné měření navržené pásmové propusti probíhalo obdobně jako měření zakoupených filtrů pomocí vektorového analyzátoru SDR-Kits DG8SAQ. Zjednodušené blokové schéma měřicího stanoviště můžeme vidět na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1: Zjednodušené blokové schéma měřicího stanoviště

Ladění modulové charakteristiku filtru do finální podoby je podrobněji popsáno v předchozí kapitole. Výslednou modulovou charakteristiku (modrý průběh) a průběh vstupního činitele odrazu (červený průběh) můžeme vidět na obrázku D.1. Na naměřených charakteristikách můžeme vidět, že průchozí útlum v propustném pásmu dosahuje hodnoty maximálně 2,87 dB, což je hodnota přijatelná a splňující zadané toleranční pole. Šířka propustného pásma je taktéž v pořádku. Odchylku od zadaného tolerančního pole můžeme pozorovat na kmitočtu 710 MHz, při kterém úroveň potlačení přenosu dosahuje hodnoty 10,14 dB namísto požadovaných 20 dB. Tato odchylka je nejspíše způsobena parazitními kapacitami a indukčnostmi jednotlivých stavebních prvků. V praxi je však tato hodnota potlačení plně dostačující. Na kmitočtu 766 MHz je situace obdobná, úroveň potlačení přenosu zde dosahuje hodnoty 13,52 dB.

Činitel vstupního odrazu nabývá minima podle očekávání na kmitočtu 738 MHz a dosahuje hodnoty $-26,72$ dB. V propustném pásmu tedy dochází jen k minimálnímu odrazu signálu zpět do zdroje (antény) a převážná část energie signálu je tedy přenesena přes filtr dále k TV přijímači. Ačkoli sestavená pásmová propust částečně nedodrжуje stanovené toleranční pole, její použití v praxi je bezproblémové a svými parametry může konkurovat běžně prodávaným filtrům.



Obrázek 5.2: Porovnání modulových charakteristik a vstupních činitelů odrazu navržené pásmové propusti (nahore) a laditelné pásmové propusti Teroz T502 (dole)

Na obrázku 5.2 je zobrazeno srovnání modulových charakteristik (modré průběhy) a průběhů vstupních činitelů odrazu (červené průběhy) navržené pásmové propusti a laditelné pásmové propusti Teroz T502. Na první pohled můžeme vidět, že modulová charakteristika navržené pásmové propusti je strmější než modulová charakteristika propusti Teroz T502. Z naměřených průběhů je patrné, že pásmová propust Teroz T502 dosahuje nepatrně lepších hodnot průchozího útlumu. Rozdíl je však minimální — řádově desetiny dB. Vstupní činitel odrazu je však lepší u navržené propusti. Podrobnější rozbor parametrů lze nalézt v předchozím textu a v kapitole 2.8.

6 Závěr

Cílem práce bylo popsat základní typy frekvenčních filtrů používaných v TV anténní technice, popsat obecný postup návrhu pásmové propusti, navrhnout a sestavit funkční vzorek pásmové propusti a následně ověřit návrh a konstrukci měřením.

Část práce je tedy věnována obecnému pohledu na frekvenční filtry. V první kapitole jsou popsány základní typy frekvenčních filtrů, jejich použití, možnosti realizace apod. Důležitou částí první kapitoly je popis frekvenčních filtrů používaných v televizní, respektive v anténní technice. Tato část obsahuje výčet možností použití frekvenčních filtrů v TV technice a analýzu běžně prodávaných filtrů. Pro tuto část práce byly zakoupeny vzorky filtrů různých výrobců jejichž produkty jsou k dostání na českém trhu.

Druhá kapitola se zabývá obecným postupem při návrhu pásmové propusti. Tato kapitola tedy popisuje možnosti zadání nároků na filtr a následný postup návrhu od kmitočtové transformace na normovanou dolní propust přes volbu aproximace, výpočet řádu přenosové funkce až po odnormování stavebních prvků normované dolní propusti a následné transformaci stavebních prvků.

Předposlední a poslední kapitola je věnována samotnému návrhu, konstrukci a měření vlastní pásmové propusti. Hlavním cílem práce byl návrh a praktická realizace pásmové propusti pro 54. televizní kanál. Pro návrh byl použit postup popsaný v předchozí kapitole. Během teoretického návrhu nastaly komplikace s výslednými hodnotami stavebních prvků, které by byly prakticky nerealizovatelné (velmi malé indukčnosti a kapacity). Bylo proto zapotřebí nalézt jiný postup návrhu, pro který by hodnoty stavebních prvků vycházely přijatelněji. Jistým řešením tohoto problému se ukázalo být zapojení pomocí vázaných rezonančních obvodů. Některé hodnoty stavebních prvků vyšly z počátku i touto metodou nerealizovatelné, avšak pro vázané rezonanční obvody existuje poměrně snadný postup, jak výsledné hodnoty optimalizovat. Po několika ekvivalentních úpravách bylo tedy docíleno optimálních hodnot stavebních prvků pro praktickou realizaci. Správnost návrhu byla předběžně ověřena pomocí simulačního programu SNAP.

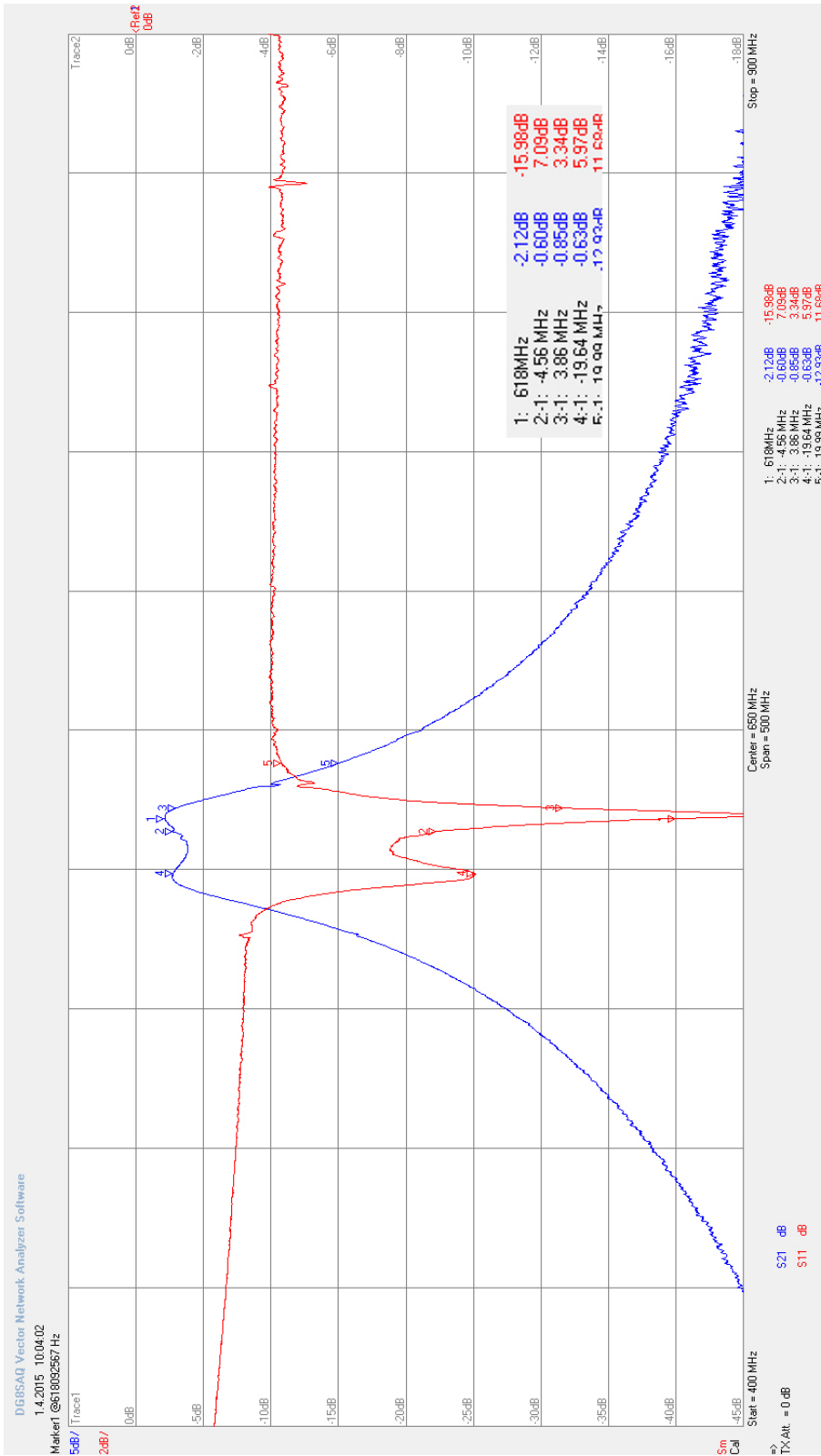
Samotná praktická realizace se také neobešla bez drobných komplikací. Ladění modulové charakteristiky jen za pomoci deformace cívek se ukázalo jako nevhodné, cívky musely být několikrát měněny a celý filtr proto musel být mnohokrát demontován a následně znovu sestaven. Po několika neúspěšných pokusech o doladění filtru bylo proto rozhodnuto o záměně některých kondenzátorů za kapacitní trimry. Následné ladění tedy probíhalo především změnou kapacit trimrů, částečně tedy i deformací a vzájemným od-
dalováním/přibližováním cívek. Celý obvod je velmi citlivý na sebemenší změny hodnot stavebních prvků, ladění proto bylo poměrně náročné a zdlouhavé.

Závěrečným měřením pásmové propusti byla ověřena správnost návrhu a konstrukce. Z naměřených výsledků je možné vidět, že výsledná modulová charakteristika filtru, nejspíše díky parazitním kapacitám a indukčnostem, ne zcela dodržuje stanovené toleranční pole, avšak pro praktické použití je filtr naprosto dostačující. Některé parametry sestaveného filtru (např. šířka propustného pásma, průchozí útlum. . .) jsou v mnoha případech lepší než u analyzovaných filtrů. Filtr tedy může směle konkurovat produktům zavedených výrobců.

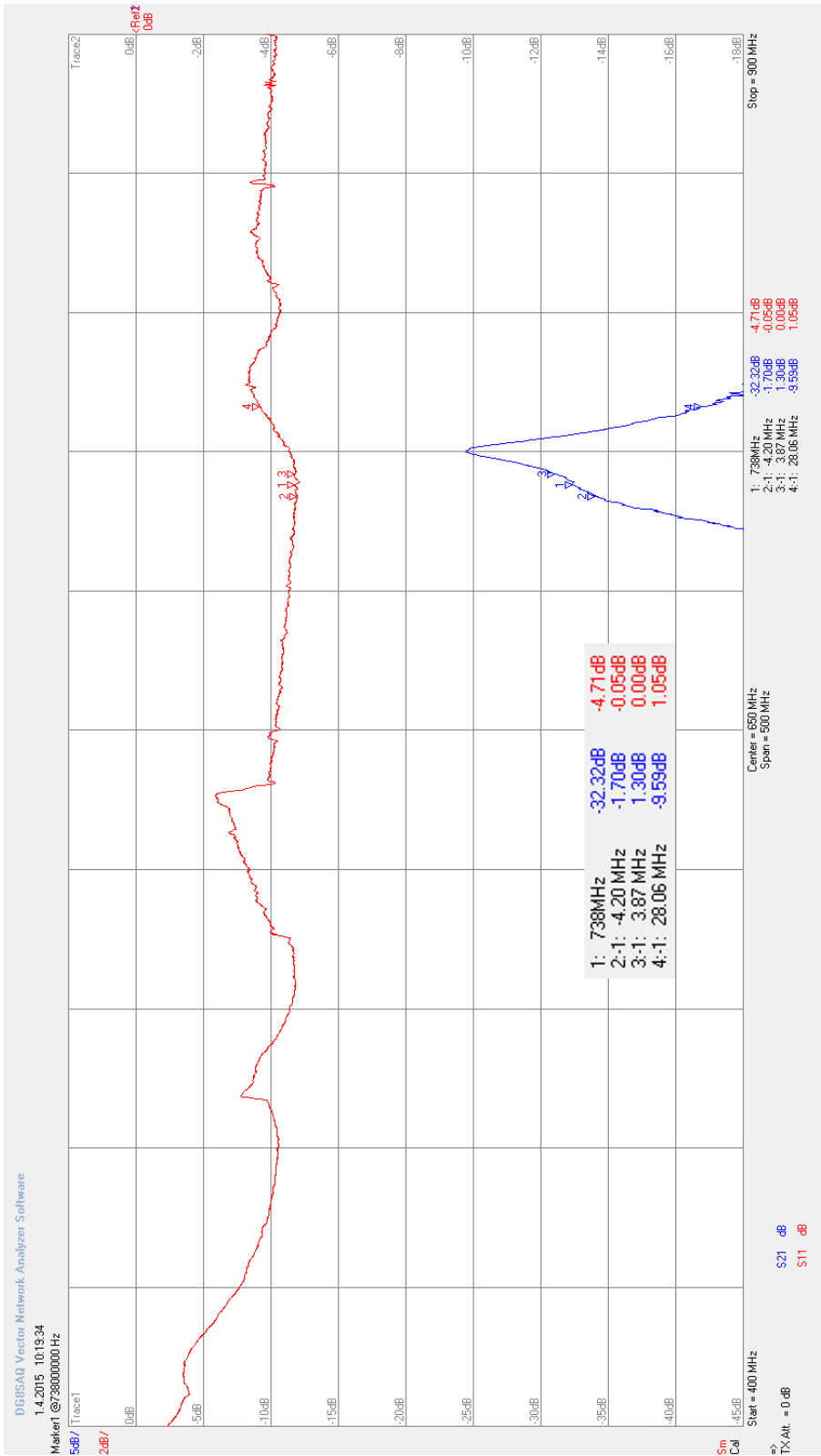
7 Reference

- [1] HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 8073000237.
- [2] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2009, 271 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [3] GAJDOŠÍK, Libor. *Návrh analogových filtrů*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2013, 239 s. ISBN 978-80-7300-468-2.
- [4] VÍT, Vladimír. *Televizní technika: Antény, rozvody televizních signálů, televizní přijímače (signálové obvody)*. 1. vyd. Praha: AZ SERVIS, 1993, 455 s. ISBN 80-901-5540-5.
- [5] Vysílače na kanálu 54. *DigitálníTelevize.cz* [online]. [cit. 2015-04-19]. Dostupné z: <http://www.digitalnitelevize.cz/vysilace/kanal-54.html>
- [6] Přibližné výpočty vzduchových cívek. *Domovská stránka Ing. Petra Jeníčka* [online]. [cit. 2015-04-26]. Dostupné z: <http://mujweb.cz/pjenicek/radio/clanky/vypoctcivky1.html>
- [7] *GM electronic* [online]. 2015 [cit. 2015-04-26]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/>
- [8] MLD 0,3MM. *GES-ELECTRONICS – Internetový obchod s elektronickými součástkami* [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/cz/mld-0-3mm-GES06900005.html>

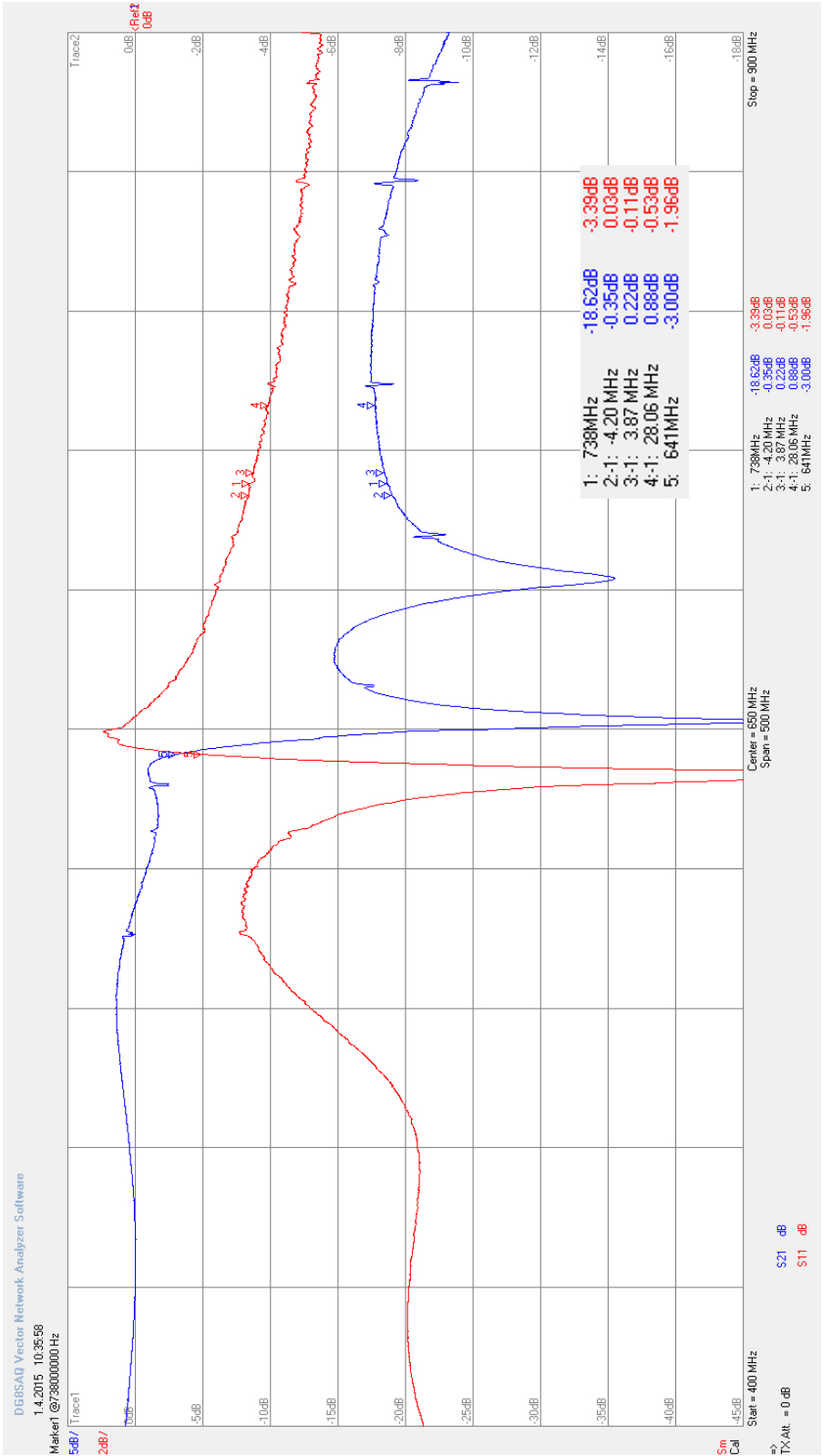
A Naměřené průběhy zakoupených filtrů



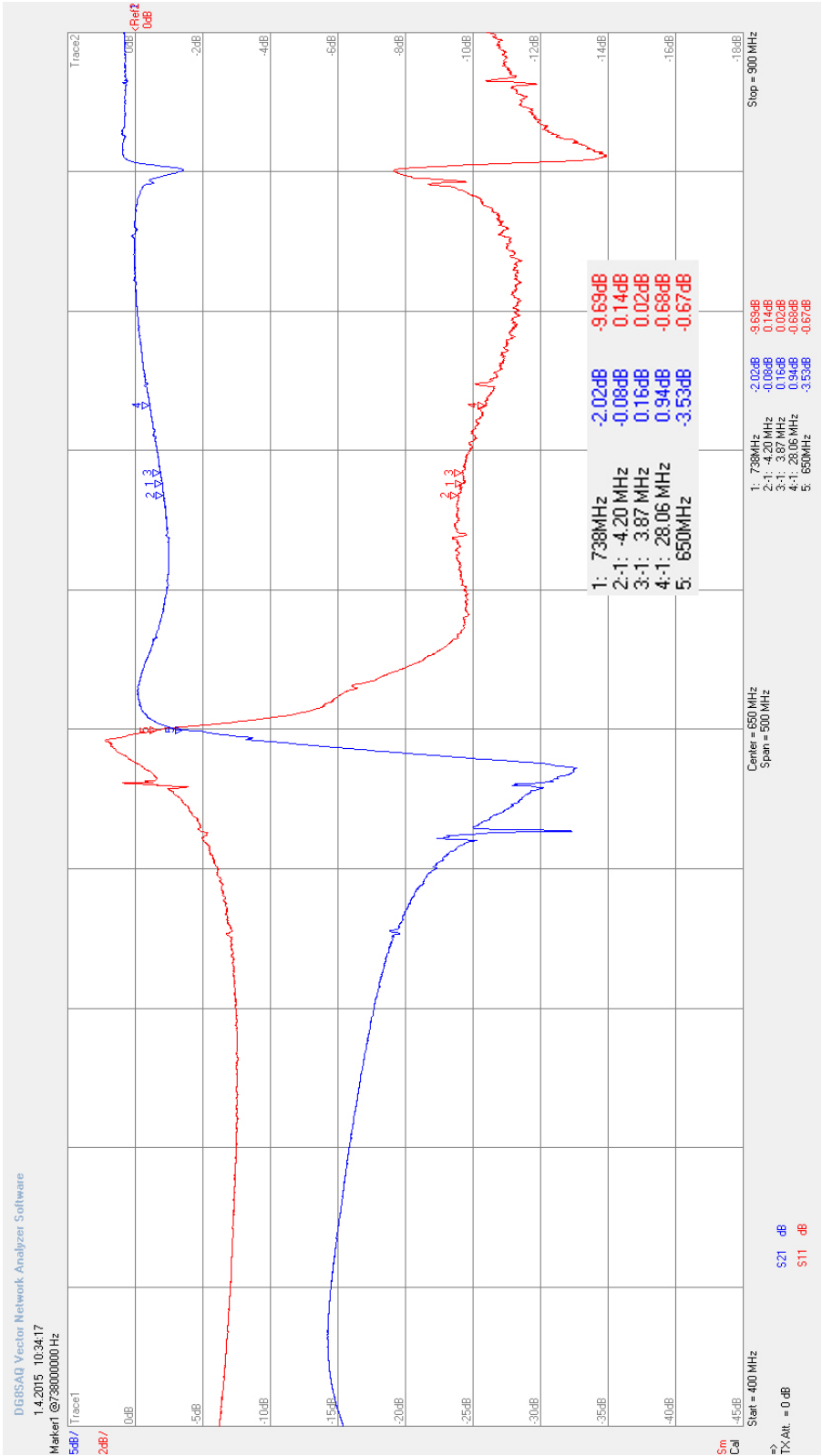
Obrázek A.1: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu kanálové propusti IVO PF04 (K39)



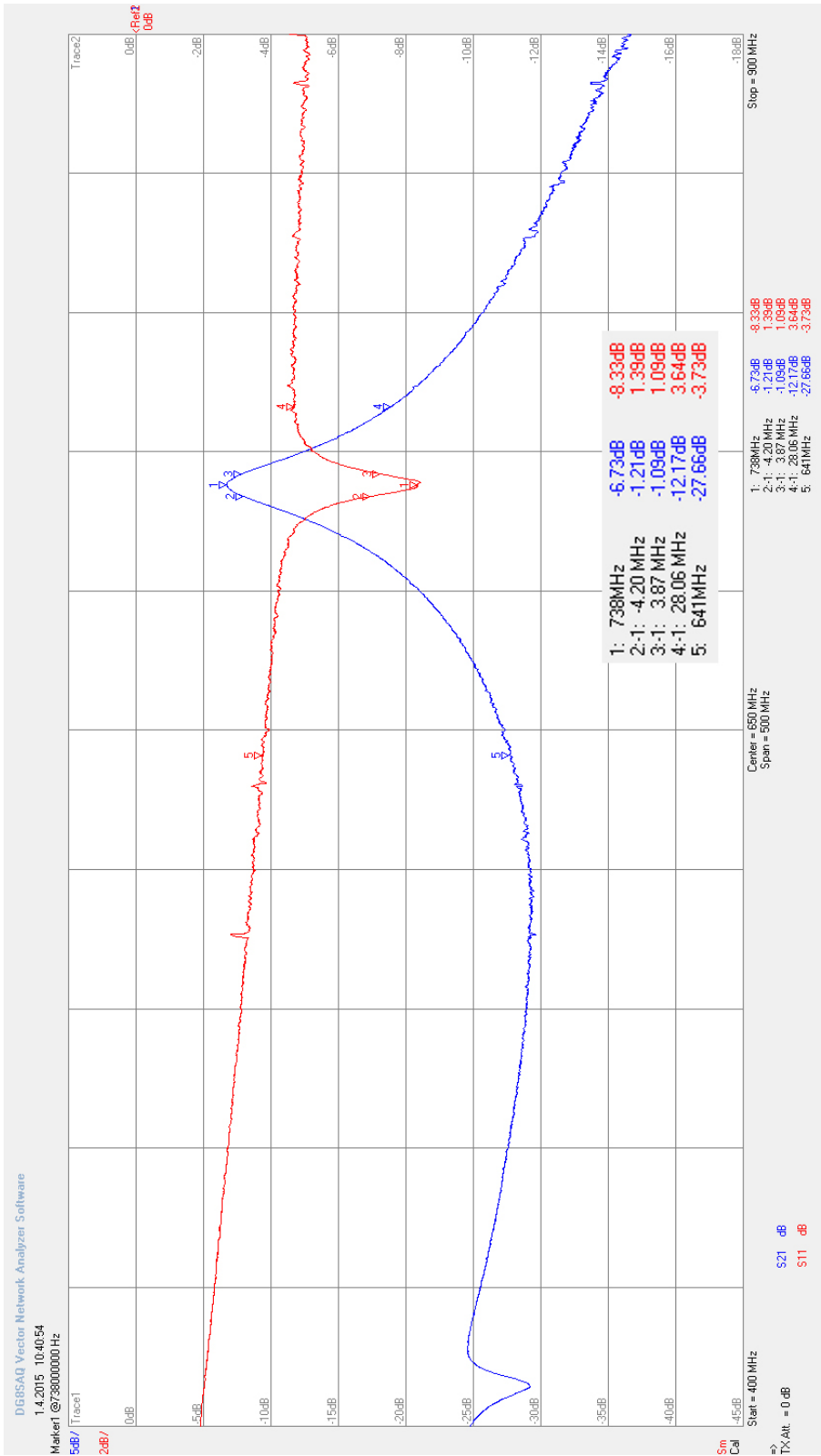
Obrázek A.2: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu kanálové propusti RTV SP54 (K54)



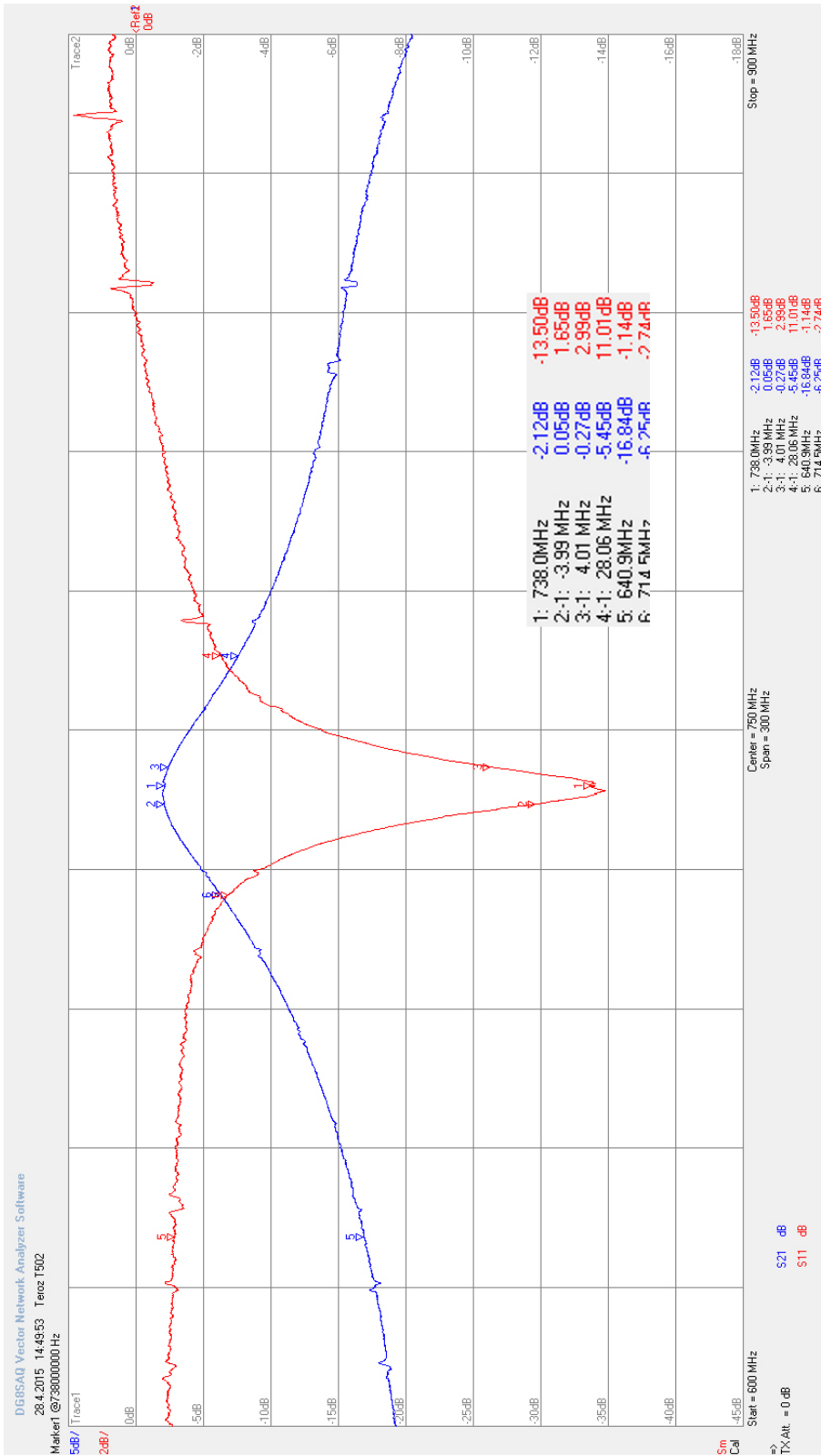
Obrázek A.3: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu pásmového slučovače Teroz T211 (vstup K21–K40)



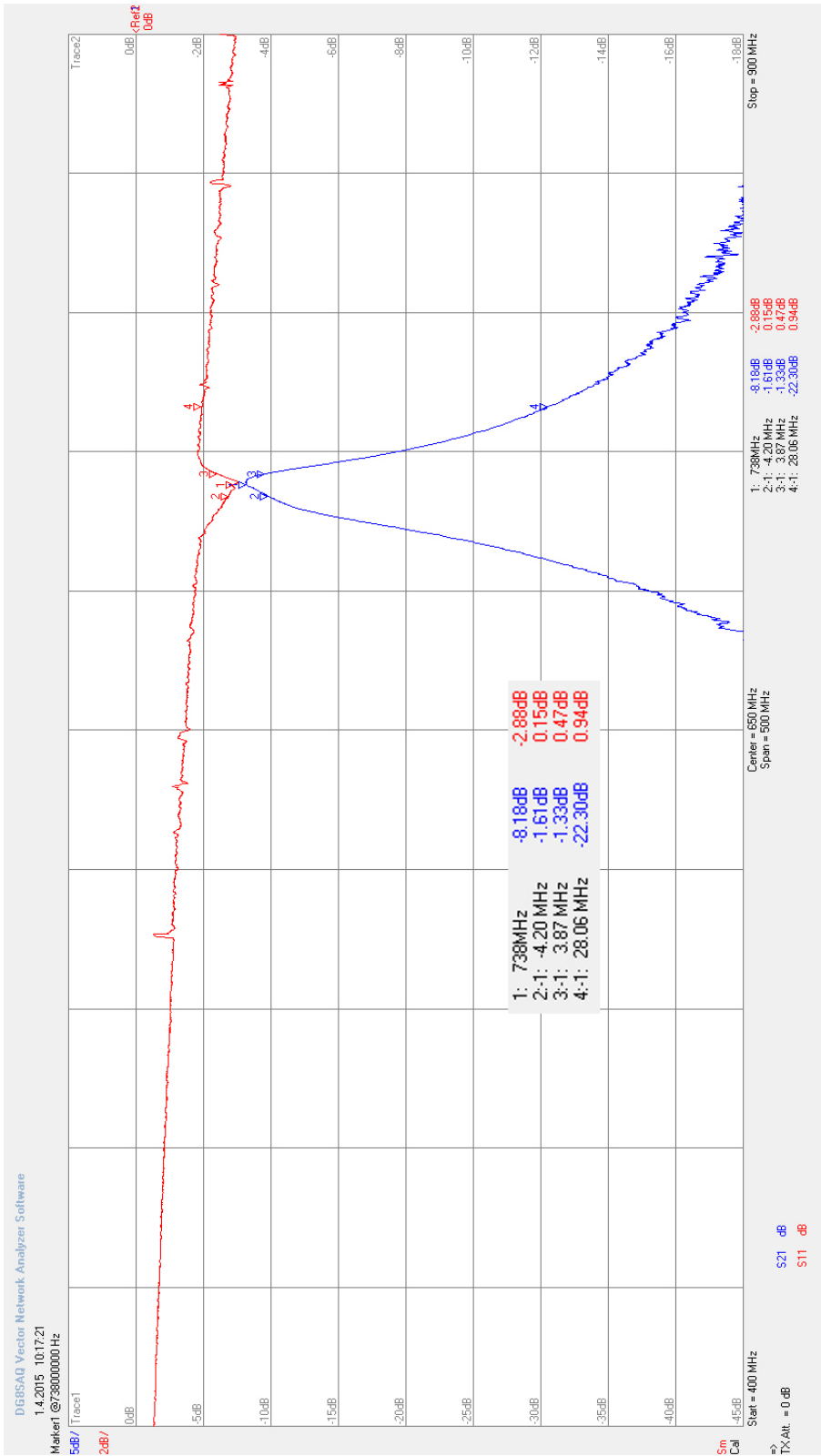
Obrázek A.4: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu pásmového slučovače Teroz T211 (vstup K45–K69)



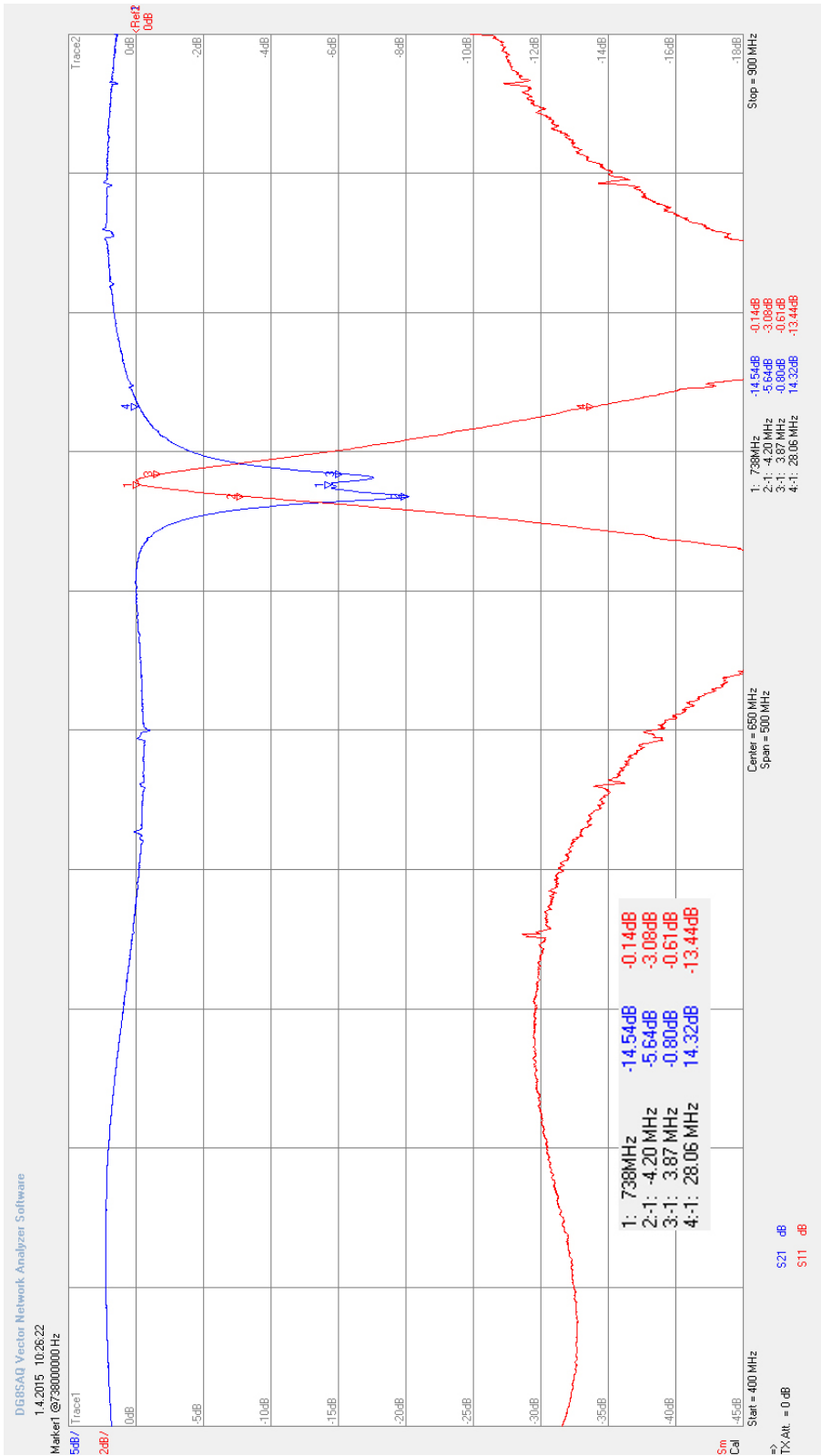
Obrázek A.5: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu pásmového slučovače T217 (K54)



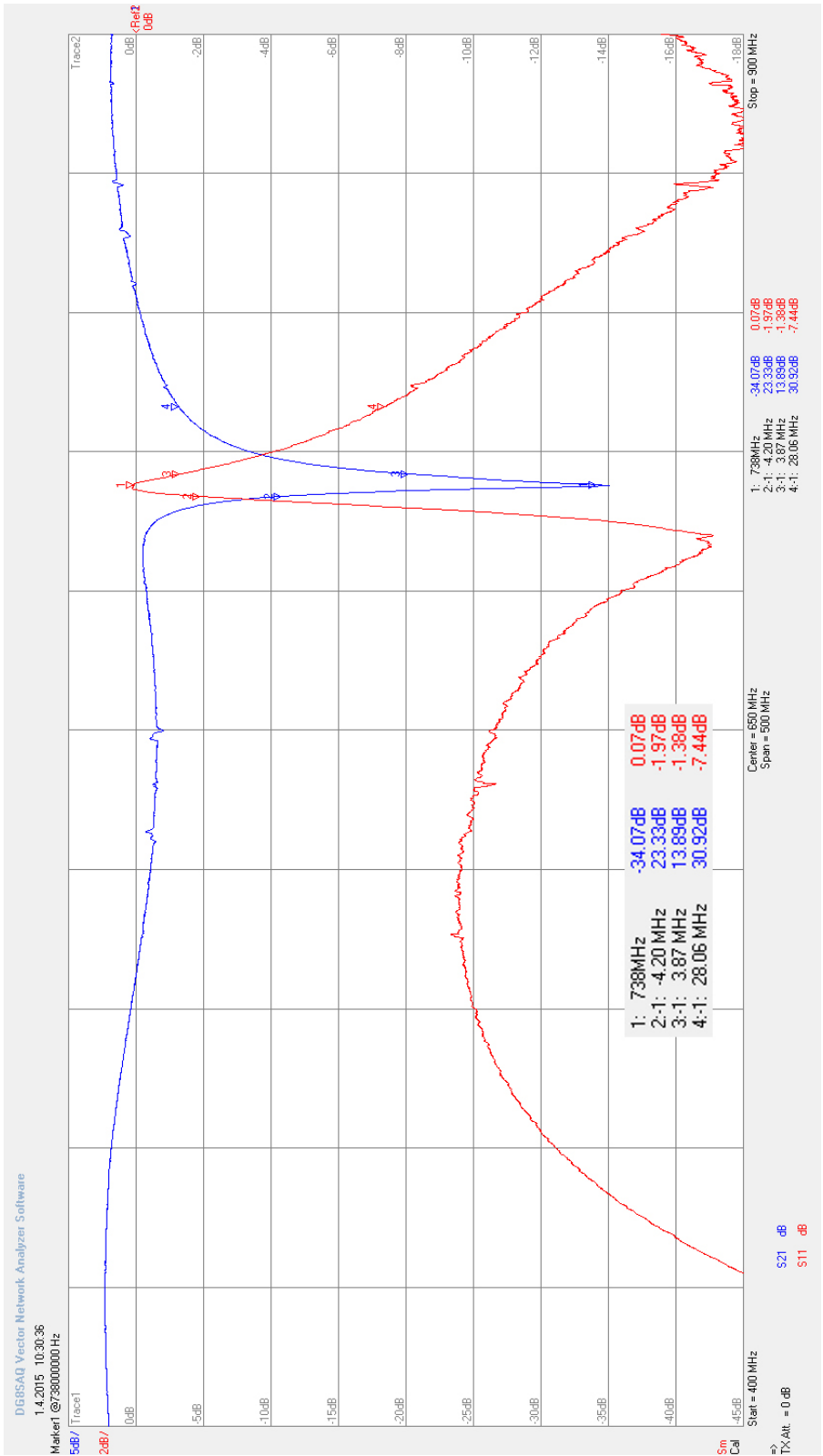
Obrázek A.6: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu laditelné kanálové propusti Teroz T502 (K54)



Obrázek A.7: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu kanálové propusti T503 (K54)



Obrázek A.8: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu kanálové zádřež T504 (K54)



Obrázek A.9: Modulová charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu laditelné kanálové zadržky T526 (K54)

B Tabulky pro návrh filtrů

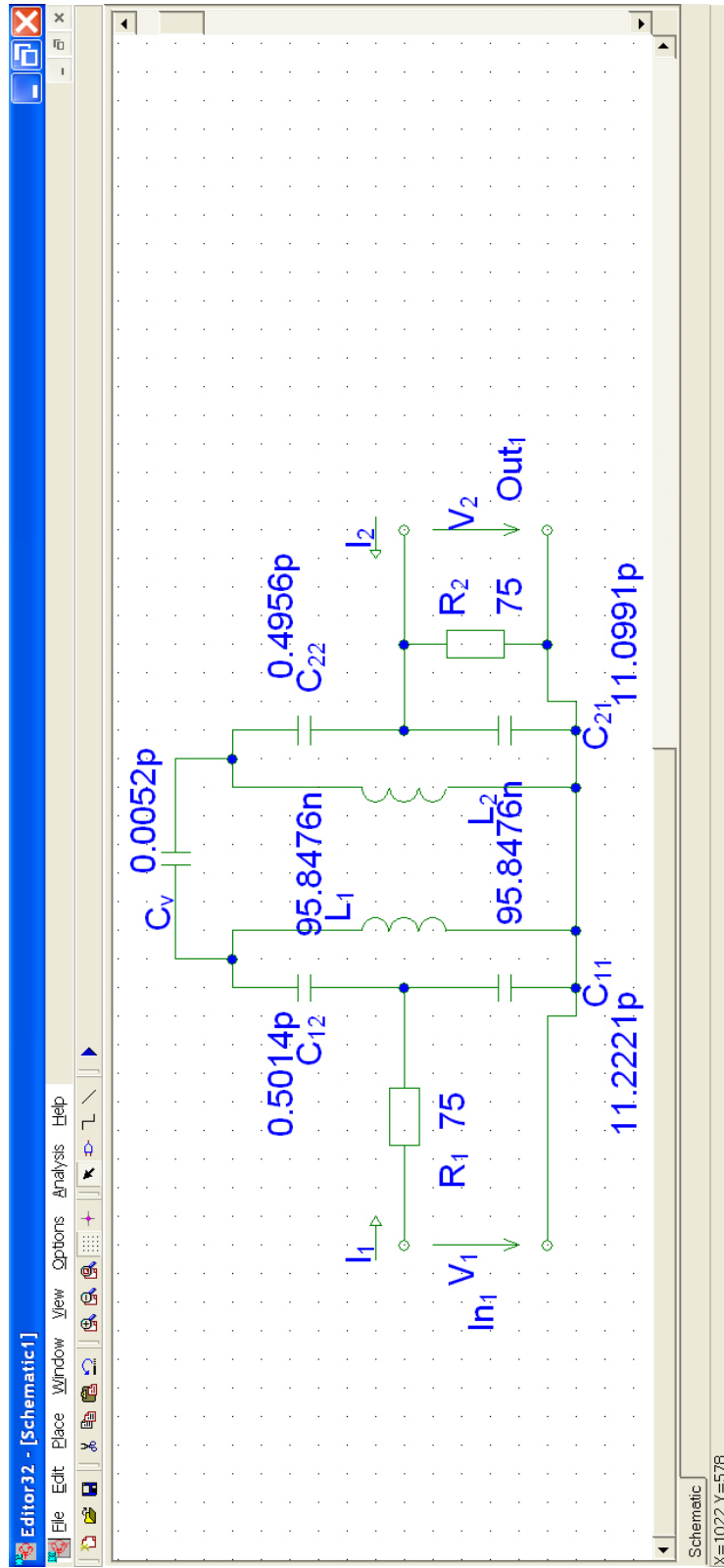
řád	Butterworth, $K_{ZVL} = 3$ dB									
n	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}
2	1,4142	1,4142								
3	1,0000	2,0000	1,0000							
4	0,7653	1,8477	1,8477	0,7653						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180					
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176				
7	0,4450	1,2469	1,8019	2,0000	1,8019	1,2469	0,4450			
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902		
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	
10	0,1328	0,9079	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820	1,4142	0,9079	0,1328

Tabulka B.1: Tabulka hodnot stavebních prvků NDP pro filtry s Butterworthovou aproximací

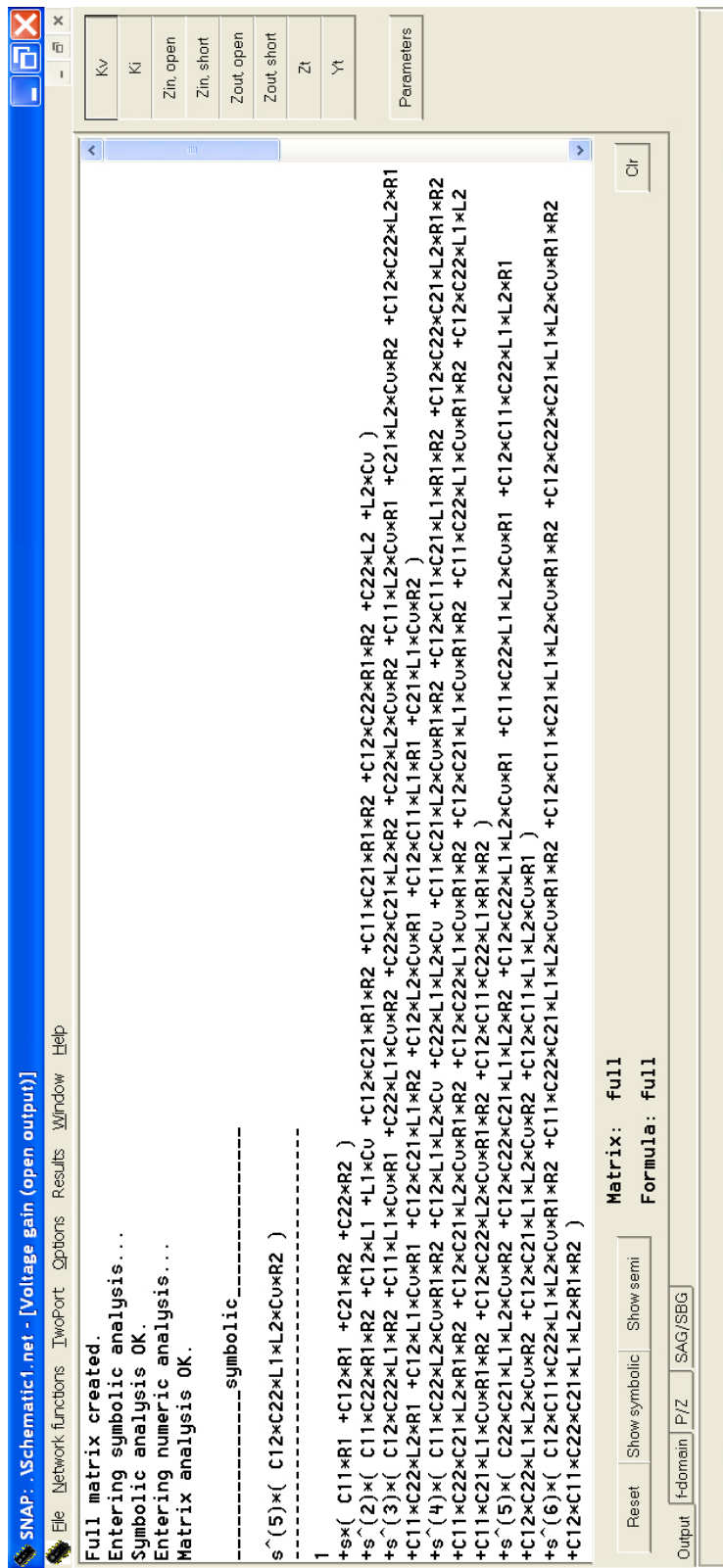
řád	Čebyšev, $K_{ZVL} = 1$ dB								
n	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9
3	2,2156	1,0884	2,2156						
5	2,2071	1,1279	3,1025	1,1279	2,2071				
7	2,2039	1,1306	3,1469	1,1937	3,1469	1,1306	2,2039		
9	2,2025	1,308	3,1539	1,2020	3,2077	1,2020	3,1539	1,1308	2,2025
řád	Čebyšev, $K_{ZVL} = 2$ dB								
n	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9
3	2,7995	0,8598	2,7995						
5	2,8644	0,9089	3,8273	0,9089	2,8644				
7	2,8822	0,9175	3,9008	0,9593	3,9008	0,9175	2,8822		
9	2,8896	0,9204	3,9199	0,9677	3,9742	0,9677	3,9199	0,9204	2,8896
řád	Čebyšev, $K_{ZVL} = 3$ dB								
n	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9
3	3,3498	0,7118	3,3498						
5	3,4818	0,7619	4,5382	0,7619	3,4818				
7	3,5189	0,7722	4,6394	0,8038	4,6394	0,7722	3,5189		
9	3,5342	0,7760	4,6694	0,8118	4,7274	0,8118	4,6694	0,7660	3,5342

Tabulka B.2: Tabulka hodnot stavebních prvků NDP pro filtry s Čebyševovou aproximací

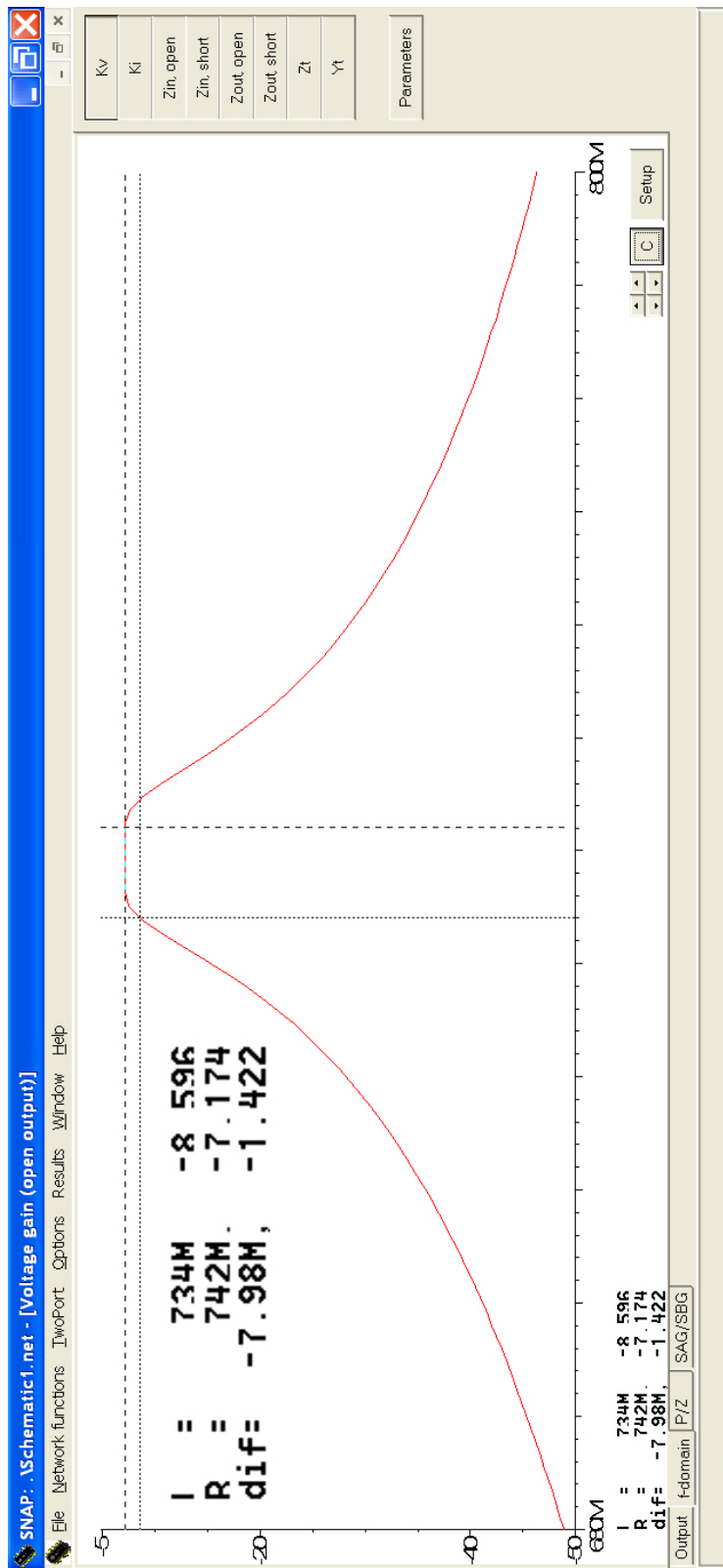
C Simulace navržené pásmové propusti v programu SNAP



Obrázek C.1: Schéma zapojení navrhované pásmové propusti v editoru simulačního programu SNAP

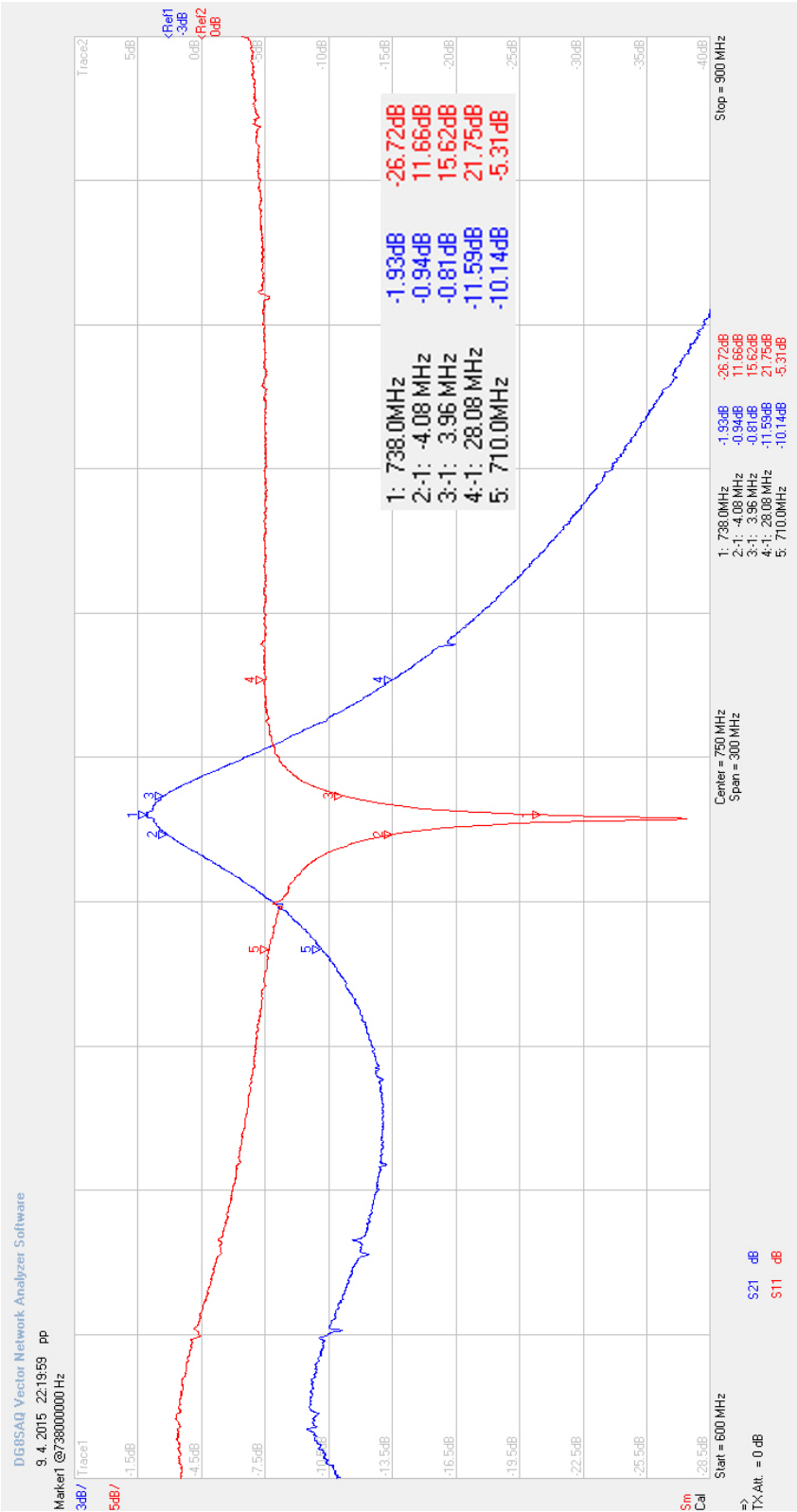


Obrázek C.2: Symbolická analýza navrhované pásmové propusti v programu SNAP



Obrázek C.3: Modulová charakteristika navrhované pásmové propusti v programu SNAP

D Naměřené průběhy zkonstruované pásmové propusti



Obrázek D.1: Modulové charakteristika a průběh vstupního činitele odrazu zkonstruované pásmové propusti (K54)

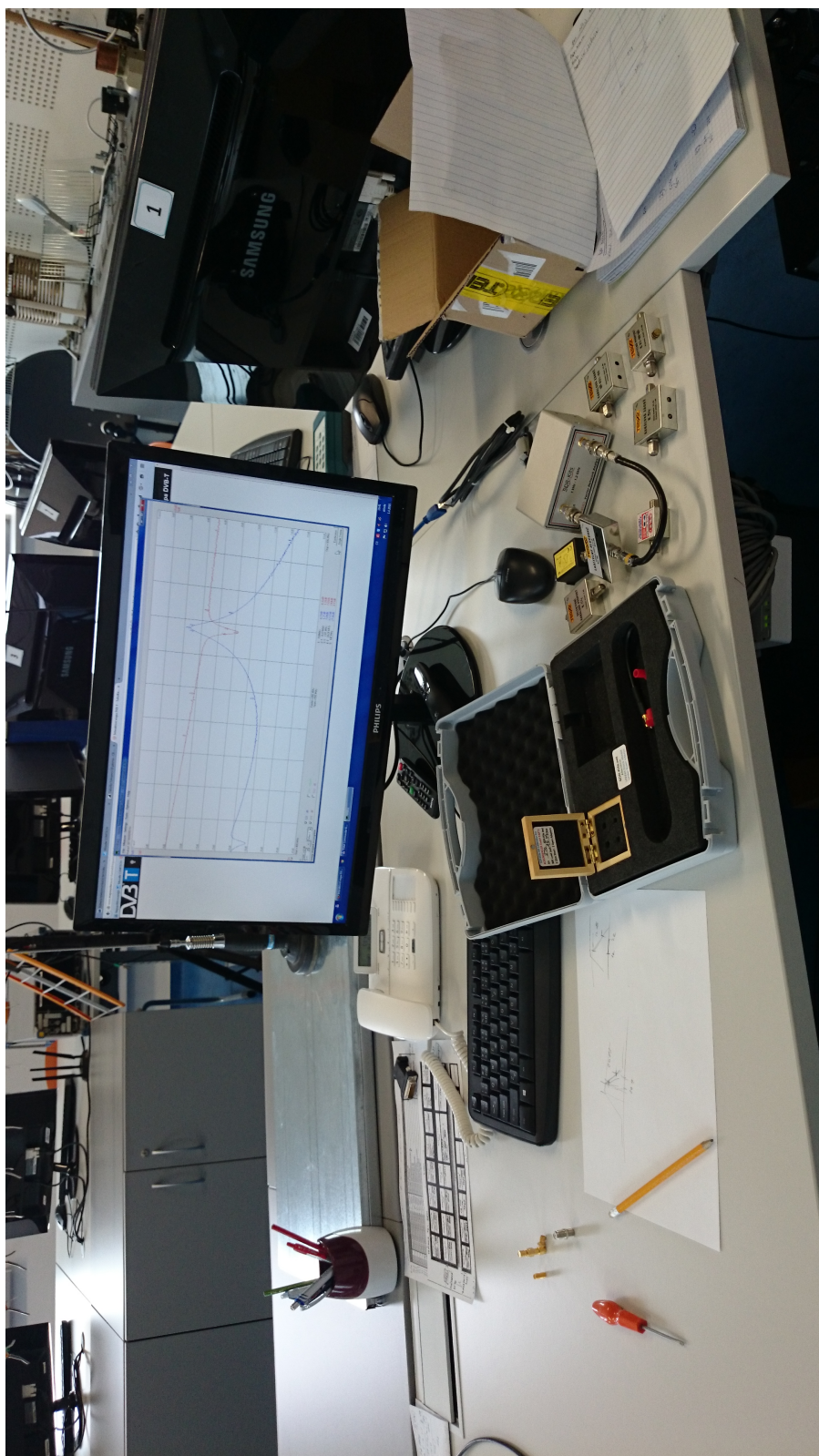
E Fotodokumentace



Obrázek E.1: Přehled zakoupených filtrů



Obrázek E.2: Vektorový analyzátor SDR-Kits DG8SAQ



Obrázek E.3: Měřicí stanoviště



Obrázek E.4: Zkonstruovaná pásmová propust — pohled na vnitřní zapojení



Obrázek E.5: Zkonstruovaná pásmová propust